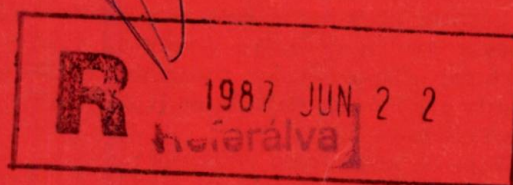


E 2040

V.

Electrotehnica



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 31 • NR. 1 • MARTIE 1987



CAS-87

CONFERINȚA ANUALĂ DE SEMICONDUCTOARE EDIȚIA A 10-A JUBILIARĂ

**Organizată de Comisia Inginerilor și Tehnicienilor
din CCSIT-CE**

7 -10 octombrie 1987

SCOP

Organizat pentru prima dată în 1978 de către ICCE, CAS constituie în prezent forumul anual de prezentare și dezbateră a realizărilor valoroase în domeniul electronicii semiconductoarelor din țara noastră. În mod special, ediția 1987 — jubiliară (10 ani) a CAS va oferi cadrul unor priviri retrospective și perspective asupra progreselor în tehnologia dispozitivelor semiconductoare, în cercetarea și producția de componente electronice.

PROFIL TEMATIC

Profilul conferinței este sintetizat de titlul ei : „Semiconductoare”, înțelegând prin aceasta suportul material al proceselor funcționale și tehnologice cercetate pentru dezvoltarea componentelor electronice active. La edițiile precedente s-au organizat secțiuni care, fără a fi limitative, rămân valabile și anul acesta pentru definirea profilului CAS :

- analiza și modelarea dispozitivelor semiconductoare ;
- proiectare/inginerie asistată de calculator (CAD/CAE) ;
- tehnologii de microlitografie ;
- tehnologii și utilaje de procesarea siliciului ;
- cercetări avansate („fundamentale”) de materiale și dispozitive semiconductoare ;
- circuite integrate (microelectronică) ;
- dispozitive semiconductoare de putere (microelectronica de putere) ;
- traductoare (senzori) cu semiconductoare ;
- fiabilitatea componentelor semiconductoare.

TERMENE

Acceptarea lucrărilor se va face în două trepte consecutive și interdependente : pe bază de redactări preliminare (treapta I) și pe bază de redactări finale pentru volumul tipărit (treapta II). Termenele limită de primire a materialelor (DEADLINE) sînt următoarele :

- redactări preliminare (treapta I) 30 martie 1987
- redactări finale pentru volumul tipărit (treapta II) 30 mai 1987

Redactările preliminare, pentru preselectie, (4 pagini format A₄ + 2 copii xerox/carbon) vor fi transmise managerului conferinței :

Ing. Doina Vancu, Manager CAS-87, CCSIT-CE
Str. Erou Iancu Nicolae 23B, București

„LUCRĂRILE CAS-87”

Redactările finale ale lucrărilor vor fi realizate pe formulare speciale tip A₄, furnizate de organizatori odată cu răspunsurile la treapta I de selecție.

Volumul „Lucrările CAS-1987” va fi realizat fotografic prin tehnica foto-offset. În cadrul efortului continuu de compatibilizare cu publicațiile internaționale, volumul va fi editat hibrid. Autorii care doresc să redacteze lucrările în limba engleză sau le au pregătite pentru conferințe internaționale, sînt încurajați să le trimită la CAS ; la ambele faze de selecție se acceptă rezumate în limba engleză.

PROGRAM ȘTIINȚIFIC

Programul va conține comunicări prezentate oral — lucrări invitate și lucrări normale (contribuții)

- și comunicări prezentate pe bază de afișe (POSTER).

Secțiunea POSTER va fi dezvoltată în raport cu edițiile precedente. Autorii care doresc apriori să își prezinte lucrarea la secțiunea POSTER sînt rugați să specifice acest lucru la trimiterea ei.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ANUL 31

Nr. 1

martie 1987

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

Editorial

Lista lucrărilor premiate la CAS 1986

CZ 621.396.64 : 621.313 : 534.8

AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL

DERIVĂ TERMICĂ

ZGOMOT

Gheorghiu, C. ș.a.: ROB 07 — Amplificator operațional de înaltă performanță.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 1, martie 1987, p. 7

Sînt prezentate aspectele specifice ale proiectării și realizării tehnologice a circuitului integrat ROB 07, amplificator operațional de înaltă performanță. Dispozitivul are o schemă electrică evoluată, iar pentru realizarea performanțelor de precizie s-au utilizat tehnici moderne de proiectare.

CZ 658.561 : 621.315.616 : 536.4

FIABILITATE

COMPONENTE SEMICONDUCTOARE

TEMPERATURĂ RIDICATĂ

Băzu, M. ș.a.: Fiabilitatea componentelor semiconductoare în primele ore de funcționare la temperatură ridicată.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 1, martie 1987, p. 10

S-a studiat fiabilitatea componentelor semiconductoare în primele 4 ore de funcționare la temperatura ambiantă de +150 °C. Sînt prezentate rezultatele experimentale obținute pentru două tipuri de componente: un tranzistor bipolar și un tranzistor unipolar MOS. Se dau curbe de proiectare nivel de fiabilitate în funcție de încărcare, utile pentru îmbunătățirea fiabilității aparatelor/echipamentelor prin folosirea componentelor la polarizări mai mici decît cele normale.

CZ 621.385.2 : 539.13

DIODE LASER

LOC (Large Optical Cavity)

ANALIZA SPECTRAL — SPATIALĂ

Pelrescu-Prahova, I. B. ș.a.: Analiza spectral-spațială a emisie diodelor laser de putere cu structură LOC.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 1, martie 1987, p. 13

S-a analizat distribuția spectral-spațială a emisie diode laser cu structură LOC. Se poate identifica, astfel, contribuția diferitelor moduri transversale la distribuția unghiulară totală.

CZ 621.51 : 621.311.22

SENZORI DE GAZE

SnO₂

CATALIZATOR — Pd

Bîrsan, N. ș.a.: Influența dopanților asupra răspunsului senzorilor cu SnO₂.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 1, martie 1987, p. 16

Lucrarea prezintă rezultatele obținute prin adăugarea Pd cu rol de catalizator în SnO₂. Rezultatele experimentale sînt interpretate în cadrul modelului Windischmann-Mark.

CZ 651.926.08 : 661.6 : 621.3.04

TRADUCTOR PRESIUNE

CIRCUIT INTEGRAT

SILICIU

Racoveanu, C.: Traductor de presiune integrat pe siliciu.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 1, martie 1987, p. 19

În lucrare se arată că în dezvoltarea traductoarelor, una din căile posibil de abordat este aceea de a utiliza ca material de bază siliciul, fructificînd astfel potențialul înscris pe care îl oferă acumulările tehnologice care caracterizează fabricația de componente LSI.

CZ 621.385.2 : 621.316.7

UNITATE CENTRALĂ

DIODA MARTOR

SURSA DE COMPENSAȚIE

Popescu, V. ș.a.: Metodă și sistem automat de caracterizare a diodelor zener termocompensate din familia ROZ 82.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 1, martie 1987, p. 24

Lucrarea prezintă o metodă de măsură a diodelor termocompensate din familia ROZ 82, precum și un sistem automat de microprocesor. Sînt prezentate principiul metodei de măsură a derivei termice, precum și blocurile componente ale sistemului.

CZ 681.3.06

MEMORII (EP)ROM

PROGRAMATOR INTELIGENT

Toia, L. ș.a.: Modul inteligent pentru programarea memoriilor (EP)ROM.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 1, martie 1987, p. 26

Lucrarea prezintă modul de funcționare al programatorului inteligent pentru memorii (EP)ROM. Modulul este realizat pe o singură placă, format dubblueurocard, ceea ce îi asigură compatibilitatea într-o gamă de aplicații.

CZ 621.319 : 535.215

OPTOCUPLOR

LED

FOTOTIRISTOR LATERAL

Hagimă, D. ș.a.: Studiul cuplajului LED-fototiristor pentru realizarea unui optocuplor performant.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 1, martie 1987, p. 28

Lucrarea prezintă studiul cuplajului LDE-fototiristor pentru realizarea unui optocuplor performant. S-a optimizat structura de fototiristor și modul de încapsulare în scopul realizării unui optocuplor performant. Dispozitivul obținut are performanțe similare cu optocuploarele produse pe plan mondial.

CZ 621.794.6

GaAs

OXIDARE ANODICĂ UMEDĂ

GLICOL

Podaru, C. ș.a.: Tehnici de obținere a oxizilor nativi de GaAs.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 1, martie 1987, p. 31

Lucrarea prezintă un studiu teoretic și experimental al tehnicilor de realizare a oxizilor nativi de GaAs prin procedeul de oxidare anodică umedă.

CZ 621.317.7 : 537.311

VOLTMETRU ELECTRONIC

FACTOR DE UMLERE AL IMPULSURILOR

PROBE SEMICONDUCTOARE AMORFE

Popescu, B. ș.a.: Voltmetru electronic pentru măsurarea amplitudinii impulsurilor cu factor de umplere foarte mic.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 1, martie 1987, p. 33

Lucrarea prezintă schema electrică, principiul de funcționare, precum și performanțele unui voltmetru electronic destinat să măsoare amplitudinea impulsurilor cu factor de umplere foarte mic, ajungînd pînă la $5 \cdot 10^{-6}$. Aparatul a fost conceput și realizat în vederea studierii fenomenelor nechimice în probele semiconductoare amorfe. Schema relativ simplă a voltmetrului face să se elimine un instrument de măsură scump (osciloscop cu memorare) cu care astfel de măsurări se fac în mod obișnuit.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; dr. ing. I. BATRINA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. V. CATUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUȚ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. A. POPA; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor principal: VIORICA ANASTASESCU

Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU



СОДЕРЖАНИЕ

Редакционный

Список премированных в рамках ГСП работ в 1986 г. (Годового Совещания по Полупроводникам)

УДК 621.396.64: 621.313.534.8
ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ
ТЕРМИЧЕСКИЙ ДРЕЙФ
ШУМ

Георгиу, К. и др.: ROV 07 — Операционный усилитель с высокими характеристиками.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, март 1987 г., стр. 7

Представляются специфические виды проектирования и технологического изготовления интегральной микросхемы типа ROV 07, операционного усилителя с высокими характеристиками. Прибор имеет улучшенную электрическую схему и для получения результатов точности были использованы современные техники проектирования.

УДК 658.56: 621.315.616: 536.4

НАДЕЖНОСТЬ
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ
ПОВЫШЕННАЯ ТЕМПЕРАТУРА

Бызу, М. и др.: Надежность полупроводниковых элементов в первых часах работы при повышенной температуре.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, март 1987 г., стр. 10

Изучается надежность полупроводниковых элементов в первых 4 часах работы при температуре окружающей среды $+150^{\circ}\text{C}$. Представлены экспериментальные результаты, полученные для 2 типов элементов: 1 биполярный транзистор и 4 МОП униполярный транзистор. Приведены кривые проектирования надежности в зависимости от загрузки, которые являются полезными для улучшения надежности приборов (оборудования, используя элементы при смещениях меньше чем нормальные.

УДК 621.385.2: 539.13

ЛАЗЕРНЫЕ ДИОДЫ
БОЛЬШАЯ ОПТИЧЕСКАЯ ПОЛОСТЬ (БОП)
СПЕКТРАЛЬНЫЙ ПРОСТРАНСТВЕННЫЙ
АНАЛИЗ

Петреску-Прахова, П. Б. и др.: Спектральный пространственный анализ излучения мощных лазерных диодов со структурой БОП.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, март 1987 г., стр. 13

Обсуждалось спектрально-пространственное распределение излучения лазерных диодов со структурой БОП. Таким образом, можно отождествлять вклад разных поперечных способов при общем угловом распределении.

УДК 621.51:621.311.22

СЕНЗОРЫ ГАЗОВ

SnO_2

КАТАЛИЗАТОР — Pd

Бырсан, Н. и др.: Влияние легирующих материалов на ответ сенсоров типа SnO_2 .

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, март 1987 г., стр. 16

Работа представляет полученные результаты добавкой Pd в качестве катализатора в SnO_2 . Экспериментальные результаты объяснены в рамках модели Windischmann-Mark.

УДК 651.926.08: 661.6: 621.3.04

ДАТЧИК ДАВЛЕНИЯ
ИНТЕГРАЛЬНАЯ МИКРОСХЕМА
КРЕМНИЙ

Рикосану, К.: Датчик давления, интегрированный на кремнии.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, март 1987 г., стр. 19

В работе показано, что в развитии датчиков, одним из путей возможным для разработки является использование в качестве основного материала — кремния,

применяя, таким образом, предписанный потенциал, данный технологическими накоплениями, который характеризует производство БИС элементов.

УДК 621.385.2: 621.316.7

ЦЕНТРАЛЬНАЯ ЕДИНИЦА
ОПОРНЫЙ ДИОД
ИСТОЧНИК КОМПЕНСАЦИИ

Попеску, В. и др.: Метод и автоматическая система для представления характеристик Зенерных диодов термокомпенсированных группы типа ROZ 82.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, март 1987 г., стр. 24

Работа представляет метод измерения термокомпенсированных диодов из группы типа ROZ 82, а также и автоматическую систему, управляемую микропроцессором.

Представлены принцип метода измерения термического дрейфа, а также и составляющие части системы.

УДК 681.3.06

ПЗУ ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА (ЕР)
УМНЫЙ ПРОГРАММАТОР

Тоя, Л. и др.: Умный модуль для программирования запоминающих устройств типа ПЗУ (ЕР).

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, март 1987 г., стр. 26

Работа представляет способ работы умного программатора для ПЗУ запоминающих устройств (ЕР). Модуль выполнен на одной плате, с форматом двойнозонарда, обеспечивая, таким образом, совместимость в одном диапазоне применений.

УДК 621.319: 535.210

ОПТОПАРА

ЭЛД

БОКОВОЙ ФОТОТИРИСТОР

Хаджиме, Д. и др.: Изучение пары ЭЛД-фототиристор для создания оптопары с высокими характеристиками.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31 nr. 1, март 1987 г., стр. 28

Работа представляет изучение сцепления ЭЛД-фототиристор для создания оптопары с высокими характеристиками. Оптимизируется структура фототиристора и способ герметизации с целью изготовления оптопары с высокими характеристиками. Полученный прибор имеет подобные характеристики с изготовленными на мировом плане оптопарами.

УДК 621.794.6

ВЛАЖНОЕ АНОДНОЕ ОКИСЛЕНИЕ

ГЛИКОЛЬ

Подару, К. и др.: Техники получения врожденных оксидов GaAs.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, март 1987 г., стр. 31

Работа представляет теоретическое и экспериментальное изучение техник получения врожденных оксидов GaAs способом влажного анодного окисления.

УДК 621.317.7: 537.311

ЭЛЕКТРОННЫЙ ВОЛЬТМЕТР
КОЭФФИЦИЕНТ ИМПУЛЬСНОГО ЗАПОЛНЕНИЯ
АМОРФНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ
ИСПЫТАНИЯ

Попеску, В. и др.: Электронный вольтметр для измерения амплитуды импульсов с очень малым коэффициентом заполнения.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, март 1987 г., стр. 33

Работа представляет электрическую схему принцип работы, а также и высокие характеристики электронного вольтметра предназначенного для измерения амплитуды импульсов с очень малым коэффициентом заполнения, до $5 \cdot 10^{-6}$. Прибор был разработан и создан ввиду изучения нехимических явлений в аморфных полупроводниковых испытаниях. Относительно простая схема вольтметра способствует исключению дорогого измерительного прибора (осциллограф с памятью), при помощи которого проводится обычно измерения.

I N H A L T

Leitartikel

Liste der bei der Jahreskonferenz für Halbleiter 1986 preisgekrönten Arbeiten

DK 621.396.64 : 621.313 : 534.3

OPERATIONELLER VERSTÄRKER

THERMISCHE DRIFT

RAUSCH

Gheorghiu, C. u.a.: ROB 07 — Operationeller Verstärker hoher Leistung.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, März 1987, S. 7

Es werden die spezifischen Aspekte des Entwurfs und der technologischen Realisierung des integrierten Schaltkreises ROB 07, operationeller Verstärker hoher Leistung, dargestellt. Die Vorrichtung hat ein entwickeltes Leitungsschema und für die Realisierung der Präzisionsleistungen wurden moderne Entwurfstechniken eingesetzt.

DK 658.56 : 621.315.616 : 536.4

ZUVERLÄSSIGKEIT

HALBLEITERBAUELEMENTE

HOHE TEMPERATUR

Băzu, M. u.a.: Die Zuverlässigkeit der Halbleiterbauelemente in der ersten Funktionsstunden bei hoher Temperatur.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, März 1987, S. 10

Es wurde die Zuverlässigkeit der Halbleiterbauelemente in der ersten 4 Funktionsstunden bei der Umgebungstemperatur von +150°C studiert. Es werden die für zwei Typen von Bauelementen: ein bipolarer Transistor und ein unipolarer MOS — Transistor erhaltenen experimentellen Ergebnisse dargestellt. Es werden Entwurfskurven Zuverlässigkeitsniveau abhängig von der Belastung beschrieben, die für die Verbesserung der Zuverlässigkeit der Geräte/Ausrüstungen durch den Einsatz der Bauelemente bei kleiner als normalen Polarisierungen dargestellt.

DK 621.385.2 : 539.13

LASER DIODEN

LOC (Large Optical Cavity)

RÄUMLICHE SPEKTRALANALYSE

Petrescu-Prahova, I. B. u.a.: Räumliche Spektralanalyse der Ausstrahlung der Laser — Leistungsdioden mit LOC — Struktur.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, März 1987, S. 13

Es wurde die spektral — räumliche Verteilung der Ausstrahlung einiger Laser — Dioden mit LOC — Struktur untersucht. Man kann dadurch den Beitrag der verschiedenen transversalen Arten bei der angularen Gesamtverteilung identifizieren.

DK 621.51 : 621.311.22

SENSOREN FÜR GASE

SnO₂

KATALYSATOR — Pd

Birsan, N. u.a.: Der Einfluss der Verunreinigungen auf das Ansprechen der Sensoren mit SnO₂.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, März 1987, S. 16

Die Arbeit beschreibt die durch den Zusatz von Pd mit Katalysatorrolle im SnO₂ erhaltenen Ergebnisse. Die experimentellen Ergebnisse werden in Rahmen des Windischmann/Mark Modells erläutert.

DK 651.926.08 : 661.6 : 621.3.04

DRUCKGEBER

INTEGRIERTER SCHALTSTREIFEN

SILIZIUM

Răcoeanu, C. u.a.: Siliziumintegrierter Druckgeber.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, März 1987, S. 19

In der Arbeit wird gezeigt dass in der Entwicklung, der Geber eins der möglich anzuschneidenden Wegw derjenige des Einsatzes des Silizium als Basismaterial ist, indem somit das verzeichnete Potential, das von den LSI — Bauelementen charakterisieren, angeboten wird, ausgewertet wird.

DK 621.385.2 : 621.316.7

ZENTRALE EINHEIT

KOMPENSATION QUELLE

Popescu, V. u.a.: Methode und automatisches System für die Charakterisierung der thermokompensierten Zener-Dioden aus der Familie ROZ 82.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, März 1987, S. 24

Die Arbeit beschreibt eine Methode für die Messung der thermokompensierten Dioden aus der Familie ROZ 82, sowie vom Mikroprozessor gesteuertes automatisches System. Es werden das Prinzip der Methode für die Messung der thermischen Drift, sowie die Blocks, die das bilden dargestellt.

DK 631.3.06

(EP)ROM SPEICHER

INTERLLIGENTER PROGRAMMIERER

Toia, L. u.a.: Der Intelligente Modul für die Programmierung der (EP)ROM Speicher.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, März 1987, S. 26

Die Arbeit stellt die Art und Weise der Funktion des intelligenten Programmierers für (EP) ROM Speicher dar. Der Modul ist auf einer einzigen Platte, Doppelpaformat realisiert, die ihm die Kompatibilität in einem Anwendungsbereich sichert.

DK 621.319.535.215

OPTOKOPPLER

SEITLICHER FOTOTHYRISTOR

Hogindă, O. u.a.: Studium der Kopplung LED — Fotthyristor für die Realisierung eines Leistungs — Optokopplers.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, März 1987, S. 28

Die Arbeit beschreibt das Studium der Kopplung LED — Fotthyristor für die Realisierung eines Leistungs — Optokopplers.

Es wurden die Fotthyristor Struktur und die Einkapselungsart zum Zweck der Realisierung eines Leistungs — Optokopplers optimiert. Die erhaltene Vorrichtung hat gleichartige Leistungen mit den auf Weltebene Optokopplern.

DK 621.794.6

GaAs

FEUCHTE ANODISCHE OXYDATION

GLYCOL

Podaru, C. u.a.: Techniken für das Erhalten der gediegenen GaAs Oxyde.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, März 1986, S. 31

Die Arbeit stellt ein theoretisches und experimentelles Studium der Techniken der Realisierung der gediegenen GaAs — Oxyde durch das Verfahren der feuchten anodischen Oxydation dar.

DK 621.317.7 : 537.311

RÖHRENSPANNUNGSMESSE

FULLFAKTOR DER IMPULSE

AMORPHE HALBLEITERPROBEN

Popescu, B. u.a.: Röhrenspannungsmesser für die Messung der Amplitude der Impulse mit einem sehr kleinen Füllfaktor.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, März 1987, S. 33

Die Arbeit beschreibt das Leistungsschema, das Funktionsprinzip, sowie die Leistungen eines Röhrenspannungsmessers, der für das Messen der Amplitude der Impulse mit sehr kleinen Füllfaktor, der bis $5 \cdot 10^{-6}$ erreicht bestimmt ist. Das Gerät wurde konzipiert und realisiert zum Zweck des Studiums der wichtechemischen Erscheinungen in den amorphen Halbleiterproben. Die verhältnismässig einfache Schaltung des Spannungsmessers gestattet das Ausschliessen eines kostspieligen Messinstruments (Oszilloskop mit Speicherung), mit dessen Hilfe solche Messungen üblich durchgeführt werden.

CONTENTS

Editorial

List of awarded papers at CAS 1986

DC 621.396.64 : 621.313 : 534.8

OPERATIONAL AMPLIFIER
THERMAL DRIFT
NOISE

Gheorghiu, C. a.o.: ROB 07 — A high performance operational amplifier.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 31, nr. 1, March 1987, p. 7

The paper presents some specific aspects of technological design and achievement of ROB 07 integrated circuit, a high performance operational amplifier. The device has an advanced circuit diagram and, to achieve precision performances, modern design techniques have been used.

DC 658.56 : 621.315.616 : 536.4

RELIABILITY
SEMICONDUCTOR COMPONENTS
HIGH TEMPERATURE

Băzu, M. a.o.: Reliability of semiconductor components in the first hours of operation at high temperature.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 31, nr. 1, March 1987, p. 10

The reliability of semiconductor components within the first four hours of operation at +150°C ambient temperature has been studied. The experimental results obtained for two types of components: a bipolar transistor and a MOS unipolar transistor are presented. Design curves of the reliability level versus loading, useful to improve apparatus/equipment reliability by using components with polarization levels lower than normal ones, are also given.

DC 621.385.2 : 539.13

LASER DIODES
LOC (Large Optical Cavity)
SPATIAL SPECTRAL

Petrescu-Prahova, I.B. a.o.: Spatial spectral analysis of the emission of power laser diodes with LOC structure.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 31, nr. 1, March 1987, p. 13

The spatial-spectral distribution of the emission of some laser diodes with LOC structure has been analysed. Thus, the contribution of various transverse modes to the total angular distribution can be identified.

DC 621.51 : 621.311.22

GAS SENSORS
SnO₂
Pd — CATALYSER

Birsan, N. a.o.: The influence of dopants on the answer of SnO₂ sensors.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 31, nr. 1, March 1987, p. 16

The paper presents the results obtained by adding Pd, as catalyser, to SnO₂. The experimental results are interpreted within the Windischmann-Mark model.

DC 551.926.08 : 661.6 : 621.3.04

PRESSURE TRANSDUCER
INTEGRATED CIRCUIT
SILICON

Racoveanu, C.: Integrated pressure transducer on silicon.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 31, nr. 1, March 1987, p. 16

The paper shows that in the development of transducers, one of the possible ways of approaching is that of using silicon as a basic material, thus fructifying the marked potential offered by the technological accumulations which characterize LSI component fabrication.

DC 621.385.2 : 621.316.7

CENTRAL UNITY
REFERENCE DIODE
COMPENSATION SOURCE

Popescu, V. a.o.: Method and automated system to characterize thermocompensated zener diodes of the ROZ family.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 31, nr. 1, March 1987, p. 24

The paper presents a measuring method to thermocompensated diodes from the ROZ 82 family, as well as an automated system commanded by a microprocessor. The principle of the measuring method of thermal drift as well as the component blocks of the system are presented.

D3 681.3.06

(EP)ROM MEMORIES
INTELLIGENT PROGRAMMER

Toia, L. a.o.: Intelligent module to program (EP)ROM memories.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 31, nr. 1, March 1987, p. 26

The paper presents the operation mode of the intelligent programmer for (EP)ROM memories. The module is achieved on a single dubleurocard — sized plate, what makes it compatible within an application range.

DC 621.319 : 535.215

OPTOCOUPLER
LED
LATERAL PHOTOTHYRISTOR

Hagimă, D. a.o.: Study of LED — photothyristor coupling for achieving a performant optocoupler.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 31, nr. 1, March 1987, p. 28

The paper presents the study of LED — photothyristor coupling for achieving a performant optocoupler. To achieving a performant optocoupler the photothyristor have been optimized. The obtained device has performance similar to those of the optocouplers produced on the world market.

DC 621.794.6

GaAs
WET ANODIC OXIDATION
GLICOL

Podaru, C. a.o.: Technique of obtaining GaAs native oxides.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 31, nr. 1, March 1987, p. 31

The paper presents a theoretical and experimental study of techniques of obtaining GaAs native oxides through the wet anodic oxidation process.

DC 621.317.7 : 537.311

ELECTRONIC VOLTMETER
PULSE DUTY RATE
AMORPHOUS SEMICONDUCTOR PROBES

Popescu, B. a.o.: Electronic voltmeter to measure the amplitude of pulse with very low duty rate.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 31, nr. 1, March 1987, p. 33

The paper presents the circuit diagram, the operating mode as well as the performances of an electronic voltmeter which measures the amplitude of pulses with very very low duty rate, up to $5 \cdot 10^{-6}$. The apparatus was conceived and achieved for studying non-chemical phenomena in amorphous semiconductor probes. The relatively simple diagram of the voltmeter eliminate the use of an expensive measuring instrument (memory oscilloscope) by means of which such measurements are usually performed.

S O M M A I R E

Editorial

Liste des ouvrages lauréats à CAS 1986

CD 621.396.62 : 621.313 : 534.8

AMPLIFICATEUR OPERATIONEL
DERIVE THERMIQUE
BRUIT

Gheorghiu, C. ș.a. : **ROB 07** — Amplificateur opérationnel de haute performance.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, mars 1987, p. 7

On présente les aspects spécifiques en ce qui concerne la conception et la réalisation technologique du circuit intégré ROB 07, amplificateur opérationnel de haute performance. Le dispositif a un schéma électrique supérieur, et pour la réalisation des performances de précision on a utilisé des techniques modernes de conception.

CD 658.56 : 621.315.616 : 536.4

FIABILITÉ
COMPOSANTS SEMICONDUCTEURS
TEMPÉRATURE ÉLEVÉS

Băzu, M. ș.a. : La fiabilité des composants semiconducteurs pendant les premières heures de fonctionnement à une température élevée.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, mars 1987, p. 10

On a étudié la fiabilité des composants semiconducteurs pendant les premières quatre heures de fonctionnements à une température ambiante de +150°C. On présente les résultats expérimentaux obtenus pour deux types de composants : un transistor bipolaire et un transistor unipolaire MOS. On établit des courbes du niveau de fiabilité versus la charge, nécessaires pour l'amélioration de la fiabilité des appareils/équipements, par l'utilisation des composants à des polarisations moindre que celles normales.

CD 621.385.2 : 533.13

DIODES LASER
LOC (Cavité Optique Large — Large Optical Cavity)
ANALYSE SPECTRALE SPATIELLE

Petrescu-Prahova, I. B. ș.a. : Analyse spectrale-spatielle de l'émission des diode laser de puissance à structure LOC.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, mars 1987, p. 13

On a analysé la distribution spectrale-spatielle de l'émission des diodes laser à structure LOC. Ainsi, on peut identifier la contribution de divers modes transversaux à la distribution angulaire totale.

CD 621.51 : 621.311.22

SENSORS DE GAZES
SnO₂
CATALYSEUR

Birsan, N. ș.a. : L'influence des dopants sur la réponse des sensors à SnO₂.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, mars 1987, p. 16

L'ouvrage présente les résultats obtenus par l'addition du Pd comme catalyseur en SnO₂. Les résultats expérimentaux sont interprétés d'après le modèle Windischmann-Mark.

CD 651.926.08 : 661.6 : 621.3.04

TRADUCTEUR PRESSION
CIRCUIT INTEGRÉ
SILICIUM

Racoveanu, C. : Traducteur de pression intégré sur silicium.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, mars 1987, p. 19

L'ouvrage mentionne qui l'une des méthodes à aborder pour le progrès des traducteurs est celle d'utiliser comme matériel de base le silicium, en valorifiant ainsi le potentiel établi offert par les accumulations technologiques qui du caractérisent la fabrication des composants LSI.

CD 621.385.2 : 621.316.7

UNITÉ CENTRALE
DIODE TEMOIN
SOURCE DE COMPENSATION

Popescu, V. ș.a. : Méthode et système automatique de caractérisation des diodes Zener thermocompensées de la famille ROZ 82.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, mars 1987, p. 24

L'ouvrage présente une méthode de mesure des diodes thermocompensées de la famille ROZ 82, et aussi un système automatique commandé par microprocesseur. On présente le principe de la méthode de mesure de la dérive thermique et aussi les blocs composants des systèmes.

CD 681.3.06

MEMOIRE (EP)ROM
PROGRAMMEUR INTELLIGENT

Toia, L. ș.a. : Le module intelligent pour la programmation des mémoires (EP)ROM.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, mars 1987, p. 26

L'ouvrage présente le mode de fonctionnement du programmeur intelligent pour mémoires (EP)ROM. Le module est réalisé sur une seule plaque, de type double eurocard, ce qui lui assure la compatibilité dans une gamme d'applications.

CD 621.319 : 535.215

OPTOCOUPLEUR
LED
PHOTOTYRISTOR LATÉRAL

Hagimă, D. ș.a. : Etude de couplage LED-phototyristor pour la réalisation d'un optocoupleur de performance.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, mars 1987, p. 28

L'ouvrage présente l'étude du couplage LED-phototyristor pour la réalisation d'un optocoupleur de performance. On a optimisé la structure du phototyristor et le mode d'emboîtement dans le but de réaliser un optocoupleur de performance. Le dispositif obtenu réalisé les mêmes performances que les optocoupleurs produits dans le monde.

CD 621.794.6

GaAs
OXIDATION ANODIQUE HUMIDE
GLYCOL

Podaru, C. ș.a. : Techniques de réalisation des oxydes natifs de GaAs.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, mars 1987, p. 31

L'ouvrage présente une étude théorique et expérimentale des techniques de réalisation des oxydes natifs de GaAs par le procédé d'oxydation anodique humide.

CD 621.317.7 : 537.311

VOLTMETRE ELECTRONIQUE
FACTEUR DE REMPLISSAGE DES IMPULSIONS
ECHANTILLONS SEMICONDUCTEURS AMORPHES

Popescu, B. ș.a. : Voltmètre électronique pour le mesurage de l'amplitude des impulsions à facteur de remplissage très petit.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 1, mars 1987, p. 33

L'ouvrage présente le schéma électrique, le principe de fonctionnement et aussi les performances d'un voltmètre électronique qui mesure l'amplitude des impulsions à facteur de remplissage très petit, de jusqu'à $5 \cdot 10^{-6}$. L'appareil a été conçu et réalisé dans le but d'étudier les phénomènes nonchimiques des échantillons semiconducteurs-amorphes. Le schéma assez simple du voltmètre permet qu'il remplace un instrument de mesure cher (oscilloscope à mémoire) avec lequel on fait d'habitude les measurements.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industrii Electrotehnice apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei,

nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcându-se prin mandat postal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26



Tiparul: Întreprinderea Poligrafică „Informația” București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1045

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Automatica și electronica nr. 1

Conferința anuală de semiconductoare (CAS) Ediția a 9-a (1986)



Ediția a 9-a a Conferinței Anuale de Semiconductoare (CAS-1986) s-a desfășurat între 1 și 4 octombrie, la Sinaia.

Ca și în anii trecuți, conferința a fost organizată de Comisia Inginerilor și Tehnicienilor din CCSIT-CE și a fost inclusă în planul acțiunilor științifice interne aprobat de CNST.

Numărul total de participanți a fost de 274, împărțit pe 20 unități din București și provincie, dintre care 4 unități cu pondere mare de participare (CCSIT-CE, IPRS, IPB și MICRO-ELECTRONICA).

CAS-1986 a înregistrat un număr mare de lucrări primite: 215. După analizarea lor în 5 subcomitete de specialitate s-au reținut 121 de lucrări, din care 51 au fost prezentate de CCSIT-CE, ponderea instituției organizatoare înscrind-se pe o curbă crescătoare, față de căderea din 1983 datorată desprinderii întreprinderii Microelectronica (fig. 1).

Pentru asigurarea unor condiții optime de prezentare programul conferinței a fost alcătuit cu multă rigurozitate.

Cele 121 lucrări acceptate au fost împărțite în 10 secțiuni de câte 8 lucrări și anume: „Cercetări fundamentale de semiconductoare”, „Dispozitive discrete”, „Dispozitive optoelectronice și de microunde”, „Tehnologie” (2 secțiuni), „Modelare de procese și dispozitive”, „Probleme de material și fiabilitate”, „Traductoare cu semiconductoare/Montaj”, „Metode de testare”, „Aplicații”, 2 secțiuni de „Circuite integrate” cuprinzând fiecare 6 lucrări și o secțiune de tip „POSTER” de 29 lucrări.

În plus programul a mai cuprins o secțiune „Generală” cu 6 lucrări invitate. Alte 7 lucrări invitate au fost prezentate înaintea secțiunilor curente.

Lucrările conferinței, în formă de rezumat extins, dactilografiat pe 2 coloane, pe formulare speciale tip A₃, au fost tipărite prin tehnica foto-offset în volumul „LUCRĂRILE CONFERINȚEI ANUALE DE SEMICONDUCTOARE — CAS 1986” de 459 pagini, la tipografia

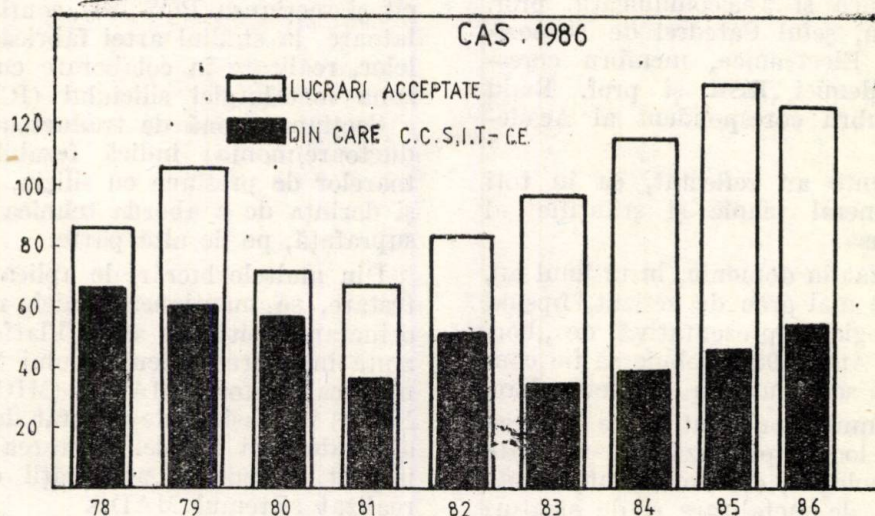


Fig. 1

Informația". Un număr de 100 volume au fost distribuite în premieră, la Sinaia, invitaților și participanților din provincie.

Programul tipărit al Conferinței, realizat într-o formă de prezentare competitivă, a fost disponibil, în cantități suficiente, cu 3 săptămîni înaintea conferinței.

Conferința s-a bucurat de un succes deosebit atât organizatoric cît și științific. CAS-1986 a fost cotate, din punct de vedere organizatoric, drept cea mai reușită ediție, după cum a rezultat din numeroasele aprecieri transmise organizatorilor de participanți și invitați.

Secțiunile de comunicări

Lucrările CAS-1986 au început în după amiaza zilei de 1 octombrie cu o secțiune „Generală” cuprinzînd 6 din cele 13 lucrări invitate. Între personalitățile audiate au fost profesorii Mihai Drăgănescu („Structuri, funcțiuni, automate și organisme abstracte în electronica funcțională”), Alexandru Timotin („Tezaurul terminologic al Comisiei Electrotehnice Internaționale — Concepția generală și realizarea primei ediții a acestuia”), Andrei Țugulea („Considerații privind justificarea macroscopică a ecuațiilor semiconductoarelor”), Gheorghe Ciobanu („Efecte cuantice în sisteme bidimensionale, în cîmpuri magnetice intense”) și George Rulea („Repartiția puterilor și calculul atenurării în ghidul dielectric planar simetric”).

Prestigiul profesorilor invitați și profesionalismul lor, interesul deosebit manifestat pentru lucrările invitate, cît și impactul lor asupra specialiștilor domeniului din Platforma Băneasa, au contribuit la considerarea acestei secțiuni ca fiind cea mai reușită, între toate edițiile secțiunilor „Generale” CAS.

La deschiderea conferinței au participat în prezidiu dr. ing. Ioan Bătrîna, directorul CCSIT-CE, prof. George Rulea, decanul Facultății de Electronică și Telecomunicații, prof. Mihai Drăgănescu, șeful Catedrei de Dispozitive și Circuite Electronice, membru corespondent al Academiei RSR și prof. Radu Grigorovici, membru corespondent al Academiei RSR.

Secțiunile curente au reflectat, ca în toți anii, tonusul general tehnic și științific al Platformei Băneasa.

Progresul realizat în domeniu, în ultimul an, deși pozitiv, este mai greu de sesizat, lipsind realizarea tehnologică reprezentativă, de „bornă kilometrică”. Anul 1986 trebuie să fie considerat, în acest sens, un an de acumulare.

În rîndul acumulărilor cantitative înregistrate, pe primul loc se plasează cele realizate în domeniul tehnologiei, cu lucrări interesante privind sistemele de metalizare și de straturi subțiri izolatoare (dioxid de siliciu) sau semiconductoare (siliciu amorf prin „epitaxie în

fază solidă”, „siliciu poros” prin anodizare etc.), efectele benefice ale acidului clorhidric în procesele de difuzie/oxidare și chiar încercări tehnologice pe GaAs realizate în Platforma Siliciului.

Cele două secțiuni de circuite integrate conțin mai puține raportări privind circuite de mare complexitate extensivă (arie) datorită limitărilor tehnologice tot mai evidente în ceea ce privește simularea, desenarea, procesarea, testarea și chiar asamblarea unor circuite integrate. În schimb, și ca o confirmare a bunei utilizări a posibilităților existente, CCSIT-CE și IPRS raportează circuite liniare originale, de înaltă performanță în timp ce MICROELECTRONICA anunță intenții de abordare a două direcții noi în tehnică C-MOS, și anume circuite liniare și arii de porți. Tot în domeniul circuitelor integrate, rețin atenția două lucrări de proiectare computerizată a măștilor de la CCSIT-CE și o metodă originală, de la IPRS, privind depășirea dificultăților de instabilitate numerică în calculul de curent continuu, neliniar, al circuitelor cu tranzistoare.

Secțiunea de modelare se extinde sensibil, anul acesta, în zona proceselor, pregătind astfel terenul pentru introducerea calculatorului în spațiile tehnologice, iar secțiunea de dispozitive discrete este dominată de lucrări în domeniul dispozitivelor de putere.

Fără ca să se poată constitui în două secțiuni separate, dispozitivele optoelectronice și cele de microunde formează, împreună, o secțiune combinată din cele mai consistente. Suplimentar și demn de a fi nominalizat prin excepție, dr. Stelian Nan a prezentat în deschiderea acestei secțiuni o lucrare-invitată asupra domeniului, cu ocazia împlinirii a zece ani de la înființarea laboratorului de optoelectronică al CCSIT-CE.

Problemele de material marchează sensibil activitatea Platformei: atât secțiunea dedicată cît și secțiunea POSTER conțin lucrări revelatoare la stadiul artei fabricării monocristalelor, realizate în colaborare cu lucrătorii din zona metalurgiei siliciului (ICPMS).

Secțiunea nouă de traductoare cu semiconductoare/montaj indică fezabilitatea traductoarelor de presiune cu siliciu, pe de o parte, și dorința de a aborda tehnica montajului de suprafață, pe de altă parte.

Din multe lucrări de aplicații și sisteme de testare, se menționează aici, nu întîmplător, o lucrare sosită din afara Platformei, care prezintă înlocuirea calculatorului M118 (FCE) cu microcalculatorul MADS (MICROELECTRONICA) în mașinile de tricotat de largă utilizare ale industriei textile. Lucrarea marchează un impact frumos al activității echipei care a realizat sistemul MADS.

Secțiunea nouă de cercetări fundamentale conține lucrări teoretice și experimentale con-

sistente în domeniul unor materiale și dispozitive semiconductoare mult diferite, făcând dificilă, dacă nu chiar imposibilă, extragerea fermă, pe baza lor, a unor direcții de viitor pentru industria noastră. Teoretic toate direcțiile abordate sînt promițătoare, dar resursele disponibile pentru investiții noi fiind finite, o focalizare asupra numai unora din ele va fi necesară.

Trebuie remarcat, ca un element pozitiv, tehnica de prezentare a lucrărilor, mult îmbunătățită de autori la CAS—1986. De asemenea, încadrarea riguroasă a autorilor în timpul afectat expunerii a facilitat respectarea programului și implicit urmărirea cu ușurință de către participanți a unor lucrări prezentate în secțiuni paralele.

Lucrările invitate din deschiderea unor secțiuni curente au fost susținute de dr. I. B. Petrescu-Prahova, IFTM („Gropi de potențial cuantice în superrețele din materiale semiconductoare”), dr. ing. M. Profirescu, IPB („Metode de discretizare și liniarizare a ecuațiilor dispozitivelor semiconductoare”), dr. S. Nan („Progrese în optoelectronica semiconductoarelor, la ICCE, 1976—1986”), ing. P. Al. Dan, IPRS, dr. ing. Gh. Brezeanu, IPB, dr. ing. D. Dăscălu, IPB („Investigarea microfizică a metalizărilor la dispozitive semiconductoare și circuite integrate”), dr. ing. V. Buzuloiu, Centrul de Calcul Electronic al Geologiei („Prelucrarea imaginilor și impactul ei asupra circuitelor integrate”), dr. ing. C. Fluerașu, IPB („Program conversațional pentru simularea numerică a regimurilor tranzitorii în circuitele electrice”) și dr. ing. D. Fetcu, Univ. Brașov („Tuburile termice și aplicațiile lor în electronica de putere”).

Secțiunea „POSTER”

Secțiunea „POSTER” organizată prin activitatea entuziastă a coordonatorilor ei, ing. Anca Angelescu și ing. Eugen Vasile, a prezentat 21 de lucrări deosebit de bine pregătite, și aranjate grafic într-o formă îngrijită. Lucrările acestei secțiuni au suscitât un mare interes, fiind vizionate și de un număr mare de profesori și personalități marcante ale industriei noastre. Modul de prezentare a lucrărilor din secțiunea „POSTER” s-a dovedit a fi și în acest an practic și eficient.

Comitetul de Organizare a viitoarei ediții CAS intenționează să impulsioneze prezentarea lucrărilor sub formă de afiș, secțiunea „POSTER” urmînd a fi dezvoltată la CAS-1987 în raport cu edițiile precedente.

Masa rotundă

Masa rotundă cu tema „Platforma siliciului și cultura Hi-Tech”, a fost organizată la CAS—1986, sîmbătă 4 octombrie.

Discuțiile au fost orientate spre dezbateră activității de semiconductoare care se desfășoară în platforma Băneasa, în contextul existenței obiective a referinței impuse în acest domeniu de numeroase firme specializate, din Valea Siliciului și din alte puncte de concentrare de pe glob.

Printre participanții activi la discuții au fost profesorii George Rulea, Alexandru Timotin, Mircea Petrescu, George Moisil, directorul Anton Vătășescu și inginerii Gheorghe Grădinaru, Ștefan Gozner și Laurențiu Moisil.

S-au ridicat probleme de o deosebită importanță pentru impulsționarea activității de cercetare și producție a dispozitivelor semiconductoare pe Platforma Băneasa. Astfel, s-a scos în evidență existența unui fond valoros de specialiști în Platforma Băneasa și necesitatea intensificării relațiilor tehnico-științifice între întreprinderile CCSIT—CE, IPRS și MICRO-ELECTRONICA, pentru a valorifica mai bine acest potențial creator.

S-a subliniat necesitatea predării științelor „nou” apărute, electrotehnica și electronica (față de cele de tip clasic cum este mecanica) în toate facultățile de inginerie.

Întrucît documentele recente ale Partidului Comunist Român menționează programul de microelectronică în rîndul programelor prioritare, s-a evidențiat, în cadrul mesei rotunde, că măsurile luate în acest sens se reflectă în progresele înregistrate de industria electronică în ultimul timp.

Aspecte organizatorice

Conferința a fost pregătită și organizată în ultimii ani pe principiul unui comitet de organizare lucrativ, în jurul unui nucleu de cercetători electroniști entuziaști, din CCSIT—CE, care s-a autoselectat an de an după rezultatele obținute.

În organizarea CAS—1986 s-au remarcat prin depunerea unor eforturi deosebite ing. Doina Vancu, manager, și coordonatorii problemelor științifice (dr. ing. Ștefan Gozner), tehnice (ing. Sergiu Iordănescu) și economice (ec. Marina Stancu).

Secretariatul conferinței a funcționat ireproșabil datorită secretarelor Mihaela Ioniță și Gabriela Nastu.

Cazarea participanților a fost rezolvată rapid și eficient prin efortul colectiv al întregului grup de organizatori. S-au remarcat entuziasmul și conștiințiozitatea economistelor Marina Stancu și Florica Zahiu în finalizarea tuturor problemelor de natură economică, cît și a unora de natură organizatorică.

Asistența tehnică privind aparatura de proiecție, lucrările de adaptare și amenajare a sălilor de conferință cît și transportul materialelor con-

ferinței au fost duse la bun sfârșit, la timp și eficient, de ing. Calistrat Tuduciuc împreună cu grupul de asistență tehnică.

Materialele tipografice au fost finalizate într-o formă grafică îngrijită de editorii Nicolae Corneliu („Chemarea pentru lucrări”), ing. Anca Rusu („Programul CAS”) și ing. Marius Băzu (volumul „Lucrările CAS”), din CCSIT—CE.

De un succes deosebit s-au bucurat și în acest an gazetele CAS, cu apariție zilnică, elaborate cu aceeași vervă și seriozitate, „în timp real”, de către ing. Florin Roiu, CCSIT—CE, ing. Silviu Puchianu, IPRS și ing. Mihai Voiculescu, RTV.

Expozițiile de realizări ale CCSIT—CE (pantouri, exponate, brevete de invenții, machete, cataloage) au fost aranjate și însoțite de inginerii Maria Badea și Constantin Gorunescu. Expoziția cu lucrări apărute, după prezentarea la edițiile CAS și în alte reviste sau publicații interne și internaționale, a fost pregătită și aranjată de inginerii Răzvan Mazilu, CCSIT—CE, Petru Dan, IPRS și Gh. Brezeanu, IPB.

Cineclubul CAS—1986 a activat cu entuziasm, din păcate în formație incompletă (doar ing. Mihaela Ilie, CCSIT—CE). Sub îndrumarea ing. Florin Roiu s-a organizat expoziția de fotografii și a activat și în acest an, laboratorul foto, menit să înregistreze și să prezinte participanților momente semnificative ale edițiilor CAS de-a lungul anilor. La actuala ediție s-au remarcat prin lucrările fotografice executate, atât în București cât și la Sinaia, Anca Vais și Nicușor Pistică.

Reproducerile fotostatice pentru onorarea comenzilor de multiplicare a oricărui articol existent în expoziție sau a lucrărilor invitate au fost executate, fie la conferință, fie ulterior, în București, de Domnica Petuhov.

Banca de Date CAS, prin grija ing. Andrea Cosmin, CCSIT—CE, a ajuns la înregistrarea pe calculator a ultimelor 4 ediții de program CAS, și a pus la dispoziția comitetului de organiza-

re, pe parcursul anului 1986, numeroase materiale utile statisticilor CAS. Banca de Date CAS poate furniza oricând informații legate de titlurile lucrărilor CAS, numele și apartenența la instituții a autorilor, organizarea lucrărilor după tematica dorită, autor, an etc..., pentru perioada 1983—1986.

Concluzii și remarci finale

CAS 1986 a fost o acțiune reușită din punct de vedere tehnico-științific și organizatoric.

În urma desfășurării lucrărilor CAS—1986, cât și datorită discuțiilor și schimburilor de idei și informații, s-au obținut rezultate imediate, de interes major pentru cercetarea și producția dispozitivelor semiconductoare românești în Platforma Băneasa ca : introducerea în fabricație de noi dispozitive semiconductoare, noi tehnologii și utilaje românești, creșterea randamentelor de fabricație, îmbunătățirea performanțelor și fiabilității componentelor electronice active, automatizarea proceselor tehnologice și reducerea efortului valutar.

Ca și la celelalte ediții, la CAS 1986 au fost premiate cele mai valoroase lucrări prezentate la ediția anterioară, pe baza criteriilor originalității, interesului tehnic și calității de prezentare.

Numărul de față al revistei, prin tradiție număr festiv consacrat CAS, publică o selecție din cele mai bune lucrări susținute la actuala ediție a conferinței.

Comitetul de Organizare a CAS—1987 folosește acest prilej pentru a adresa din timp cititorilor „Chemarea pentru lucrări” la CAS—1987, ediția a 10-a jubiliară, care va avea loc la Sinaia, între 7 și 10 octombrie 1987.

ing. Doina Văneu
Manager CAS

Lista lucrărilor prezentate la CAS 1985⁶ care au fost premiate pentru originalitate, interes tehnic și calitatea prezentării (în ordinea secțiunilor din program)

1. LATTICE VIBRATIONS IN SILICON BY $1/f$ NOISE SPECTROSCOPY, M. Mihăilă, CCSIT-CE.
2. TEHNOLOGIE NMOS CU POARTA DE POLISILICIU PENTRU MEMORIA STATICĂ DE 1 KBIT, MMN 2102, S. Jelea, R. Bârsan, C. Cobianu, E. Munțiu, A. Chitilă, L. Condriuc, O. Popa, F. Ungureanu, S. Dunăre, R. Marinescu, Microelectronica.
3. CIRCUITE DIVIZOARE DE FRECVENȚĂ REALIZATE ÎN TEHNICA ECL, S. Filimon, D. Seremetea, A. Daneliuc, B. Mocanu, V. Predeanu, IPRS.
4. ASPECTE PRIVIND COMPORTAREA ALUMINIULUI DUPĂ CORODAREA OXIDULUI DE PROTECȚIE, I. Cernica, S. Prișecaru, A. Chitilă, Microelectronica.
5. A FITTING ANALYSIS OF DRY O_2 ATMOSPHERIC PRESSURE SILICON OXIDATION DATA AND CORRELATIONS WITH FILM PROPERTIES, C. Pavelescu, C. Cobianu, Microelectronica.
6. A COMPARISON OF PRE/AND POSTEPITAXIAL INTRINSIC GETTERING TECHNIQUES, A. Veron, M. Rădulescu, A. Brădeanu, M. Stanciu, IPRS, M. Botea, E. Blidaru, ICPMS.
7. EMISIE 10 W/40 A ÎN MODUL FUNDAMENTAL DIN STRUCTURI LOC DE LASERI DE PUTERE, I. B. Petrescu—Prahova, P. Mihailovici, M. Lepșa, S. Săceanu, R. Dima, IFTM.
8. CIRCUITE INTEGRATE CU DUBLA METALIZARE — O SOLUȚIE PENTRU CREȘTEREA COMPLEXITĂȚII ȘI A RANDAMENTULUI DE FABRICAȚIE, M. Păunescu, A. Păunescu, IPRS.
9. TRANZISTOARE DE FOARTE ÎNALTĂ FRECVENȚĂ CU EMITOR DE POLISILICIU, T. Dunca, G. Bica, G. Bănoiu, IPRS.
10. DETERMINAREA DISTRIBUȚIEI SPAȚIALE A CENTRILOR ADÎNCI DIN JONCȚIUNI PN PRIN MĂSURĂTORI C—V, A. Rusu, IPB, M. Bădilă, D. Lungu, CCSIT-CE.
11. SEMICONDUTOR — PROGRAM PENTRU DETERMINAREA PARAMETRILOR TIPICI AI CONTACTELOR METAL-SEMICONDUTOR, G. Brezeanu, IPB, V. Trăistaru, P. Trăistaru, IPRS, C. Căbuz, IPB.
12. MICROSCOPIA ELECTRONICĂ PRIN TRANSMISIE (TEM) — METODA DE ANALIZĂ A DEFECTELOR CRISTALOGRAFICE DIN SEMICONDUTOR, M. Sachelarie, CCSIT-CE S. Constantinescu, ICEM, R. Plugaru, A. Vișan, D. Sachelarie, CCSIT-CE.
13. PROIECTAREA OPTIMALĂ A TRANZISTOARELOR NPN DE PUTERE, MONOLITICE, CU GEOMETRIE ÎN BENZI, E. Lambrache, G. Cantaragiu, IPB, S. Negru, IPRS, M. Bodea, IPB.
14. DESIGN CRITERIA FOR POWER TIL GTO THYRISTORS: THEORY AND EXPERIMENTS, A. Silard, IPB, F. Turțudău, IPRS, B. Kosa, Metalotehnica, Tg. Mureș, M. Luca, M. Mărgărit, IPRS.
15. MODELAREA TENSIUNII DE PRAG ÎNTR-UN CAPACITOR, MOS DOPAT NEUNIFORM, R. Maziliu, M. Bădilă, CCSIT-CE V. Weber, IPRS.
16. ALGORITM DE PLASARE AUTOMATĂ A CELULELOR PENTRU CIRCUITE INTEGRATE „SEMICUSTOM” ȘI PROGRAM DE INTERCONECTARE PENTRU CIRCUITE INTEGRATE SEMI-CUSTOM”, B. Leibovici, F. Bălașa, CCSIT-CE.

17. CIRCUIT INTEGRAT PENTRU REGULATOR DE TENSIUNE CU DETECTOR DE INCIDENTE PENTRU AUTOVEHICULE, C. A. Popescu, O. Neagoe, D. Șerbănescu, CCSIT-CE.
 18. CIRCUIT INTEGRAT RECEPTOR DE APEL TELEFONIC, M. Vais, CCSIT-CE.
 19. A NOVEL ULTRA-LOW DRIFT BAND GAP VOLTAGE REFERENCE ON A TEMPERATURE STABILIZED SUBSTRATE, G. Balaban, IPRS.
 20. BLOC INTEGRAT DE EMISIE-RECEPȚIE PENTRU MICROUNDE, M. Cătoi, V. Buiculescu, S. Setnic, V. Stama, CCSIT-CE.
 21. MĂSURAREA ÎN DOMENIUL TIMP A CIRCUITELOR ACTIVE ȘI PASIVE DE MICROUNDE, M. Dragoman, S. Iordănescu, G. Sajin, CCSIT-CE.
 22. A SYSTEM FOR THE RAPID ESTIMATION OF SEMICONDUCTOR COMPONENTS RELIABILITY, M. Băzu, L. Gălățeanu, F. Găiseanu, A. Vieroșanu, CCSIT-CE.
 23. PROCESE DE DEFECTARE ALE JONCTIUNILOR MESA PASIVATE CU ELASTOMER SILICONIC, M. Udrea, IPRS.
 24. CONTACTAREA DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE, P. Al. Dan, IPRS.
 25. INFLUENȚA FORȚEI DE PRESARE ASUPRA REZISTENȚEI TERMICE ȘI ELECTRICE A DIODELOR ȘI TIRISTOARELOR DE PUTERE, M. Luca, IPRS.
 26. MODUL DE ELECTRONICĂ DE PIN INDEPENDENTĂ PENTRU TESTAREA FUNCȚIONALĂ A CIRCUITELOR, D. Catrina, T. Călin, Microelectronica.
 27. SET DE PROGRAME PENTRU SISTEM DE TESTARE AUTOMATĂ A C.I. LINIARE, A. Mate, N. Marinescu, V. Weber, IPRS.
 28. SINGLE BOARD MICROCOMPUTER BUILT AROUND THE 8086/8087 MICROPROCESSORS, A. Olariu, C. Rusu-Trîșcă, A. Voicu, L. Toia, D. Moldoveanu, CCSIT-CE.
 29. MULTIPURPOSE ADVANCED DEVELOPMENT SYSTEM, I. Dinescu, C. Morariu, V. Muntean, F. Popa, G. Voicu, Microelectronica.
 30. SISTEME PROGRAMABILE DE ACHIZIȚIE DATE ANALOGICE, M. Bușe, O. Popescu, R. Harda, CCSIT-CE.
 31. KIT PROCESSOR 14000 — SISTEM PROGRAMABIL PENTRU AUTOMATIZARI INDUSTRIALE, R. Râpeanu, IPRS.
 32. FOTODETECTOR PENTRU NIVELE FOARTE REDUSE DE ILUMINARE, O NOUĂ ETAPĂ ÎN COMPLETAREA SERIEI DE FOTODETECTOARE DE SENSIBILITATE RIDICATĂ, D. Hagimă, E. Budianu, M. Căldăraru, C. Postolache, CCSIT-CE.
 33. MMC 760 — CIRCUIT INTEGRAT PENTRU TELEFON CU TASATURĂ, T. Călin, D. Popa, Microelectronica.
 34. ROB 8125 — GENERATOR DE FUNCȚII MONOLITIC REALIZAT ÎN TEHNICA MONOCIP, I. Căciulă, P. Popescu, R. Clondescu, CCSIT-CE.
 35. SEMICONDUCTOR SnO_2 SENSOR FOR REDUCING GASES, R. Ionescu, N. Bărsan, E. Dimitriu, A. Vancu, IFTM.
 36. UTILIZAREA TRANSFORMATELOR WALSH ȘI HAAR ÎN ANALIZA CIRCUITELOR NELINIARE, V. Grigoraș, R. Ursulean, A. Lazescu, ICSITE-Filiala Iași
-

CZ 621:396.64:621.313:534.8

AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL
DERIVĂ TERMICĂ
ZGOMOT

ROB 07—Amplificator operațional de înaltă performanță

CONSTANTIN GHEORGHIU, CORNEL STĂNESCU, CARMEN VLAICU, SILVIA SETNIC * — BUCUREȘTI

Introducere

De la succesul primului amplificator operațional de uz industrial, μA 709, această clasă de circuite integrate liniare continuă să evolueze spectaculos, constituind de multe ori elementul determinant al performanțelor echipamentului electronic. În acest context asimilarea amplificatorului operațional ROB 07 constituie un pas semnificativ în direcția creșterii preciziei de prelucrare a semnalelor analogice.

1. Descrierea schemei de principiu

Performanțele ridicate ale circuitului ROB 07 sînt în mare măsură rezultatul unei scheme electrice evoluate care conține 3 etaje amplificatoare de tensiune și un etaj de ieșire (fig. 1).

formanțele de zgomot. Etajul al treilea este un inversor ce asigură un câștig bun în tensiune și excursia semnalului la ieșire. Etajul final, realizat cu tranzistoare complementare, garantează livrarea unui curent de 20 mA în sarcină împreună cu facilitățile de protecție necesare bunei funcționări.

Circuitul integrat ROB 07 este compensat intern în frecvență (pentru câștig unitar) cu rețeaua $C_1-C_2-C_3-C_4$ și R_5 . Condensatorul C_3 asigură compensarea prin „cuplaj înainte” a etajului realizat cu tranzistoare PNP-laterale iar C_4 asigură o compensare Miller normală. Condensatorul C_2 multiplicat prin valorile A_{v2} și A_{v3} stabilește împreună cu R_1 constanta de timp dominantă, în timp ce condensatorul C_1 îmbunătățește parametrul CMRR la frecvențe

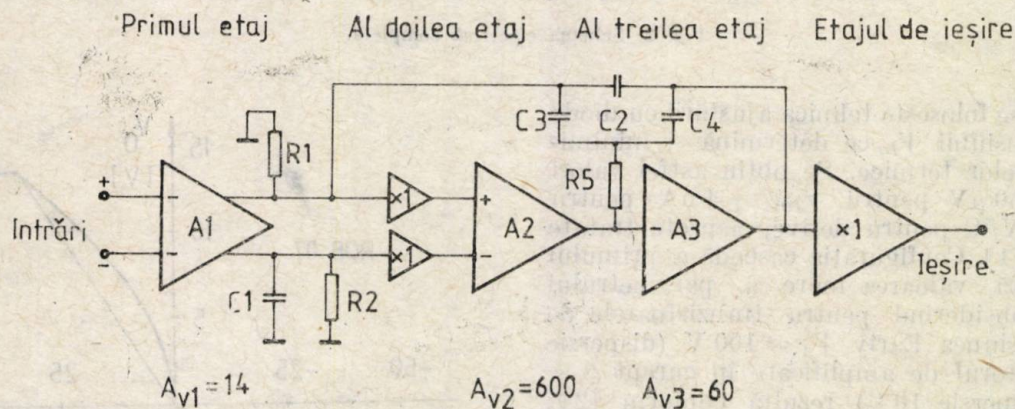


Fig. 1. Schema-bloc a amplificatorului operațional ROB 07.

Primul etaj, diferențial dublă cascadă cu sarcină rezistivă, este operat la nivele mici de curent ($I_{C3} = 6,5 \mu A$). Acest etaj determină valoarea unor parametri esențiali pentru un amplificator operațional cum sînt tensiunea de decalaj (V_{IO}), curentul de intrare (I_B), rejecția modului comun (CMRR), rejecția surselor de alimentare (PSRR), și zgomotul de intrare. Al doilea etaj este diferențial, realizat cu tranzistoare tip PNP-lateral și asigură o mare parte din câștigul total în tensiune, menținând valoarea ridicată a parametrilor CMRR și PSRR. El este separat de primul etaj prin repetitoare ce îmbunătățesc răspunsul în frecvență și per-

nalte, introducînd în paralel cu R_2 o capacitate egală cu cea văzută de R_1 la excitația de mod comun. Caracteristica amplificare-frecvență este liniarizată de singularitățile introduse de R_5 .

2. Aspecte specifice ale proiectării

Schema completă a circuitului integrat este prezentată în figura 2. Ea ilustrează folosirea unor tehnici moderne pentru asigurarea performanțelor de precizie. Astfel tranzistoarele de intrare ($Q_1-Q'_1$ și $Q_2-Q'_2$) sînt conectate în cruce (configurație puțin sensibilă la gradientii termici și dispersia tehnologică) și posedă circuit de compensare a curentului de (Q_5-Q_7 și Q_6-Q_8). Pe sarcina rezi-

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice—București.

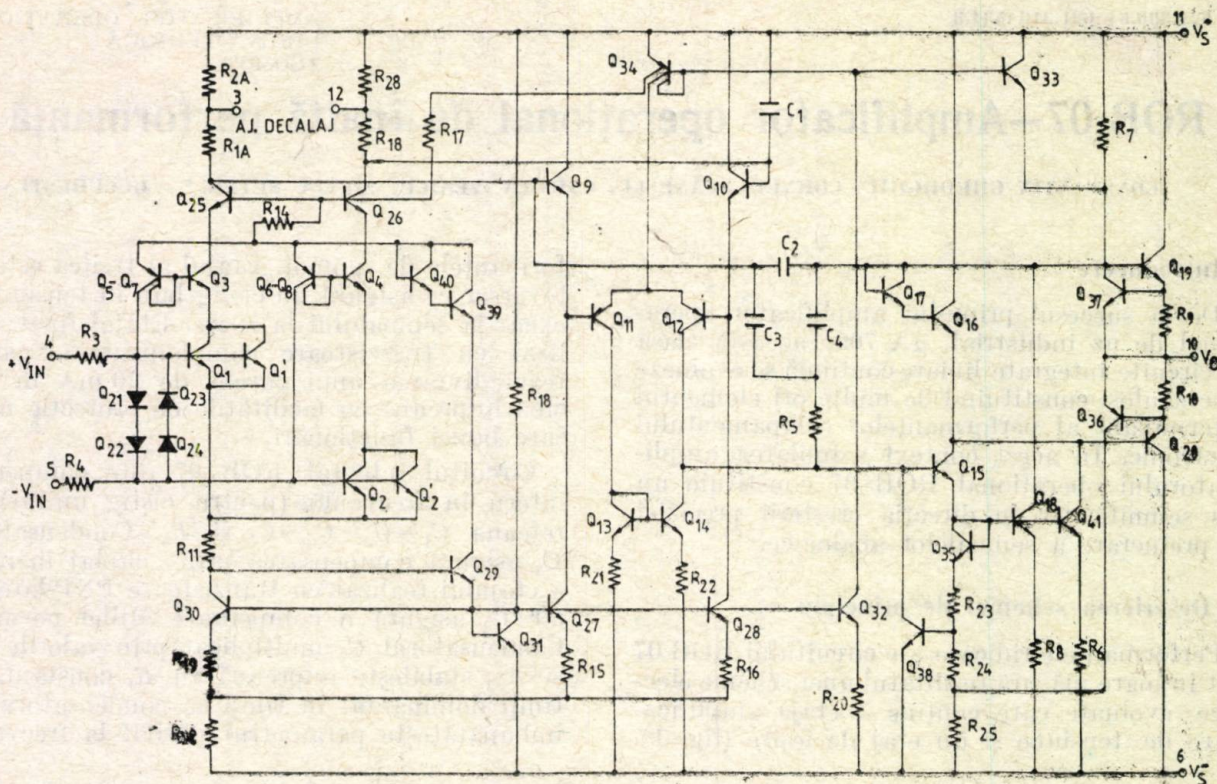


Fig. 2. Schema electrică completă.

mului etaj se folosește tehnica ajustării cu diode Zener a tensiunii V_{IO} ce determină și minimizarea derivelor termice. Se obțin astfel valori tipice de $50 \mu\text{V}$ pentru V_{IO} , $\pm 4 \text{ nA}$ pentru I_B și $0,3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ pentru derivate, aspecte tratate pe larg în [1]. Configurația cascodă a primului etaj asigură valoarea mare a parametrului CMRR. Considerînd pentru tranzistoarele de intrare tensiunea Early $V_A = 100 \text{ V}$ (dispersie 5%) și factorul de amplificare în curent $\beta = 100$ (dispersie 10%) rezultă conform [2]:

$$\text{CMRR} = -20 \lg \frac{2 V_T}{V_A \cdot B} \left(\frac{\Delta \beta}{\beta} + \frac{\Delta V_A}{V_A} \right) = 123 \text{ dB.} \quad (1)$$

Această valoare este redusă în mod nesemnificativ de etajele următoare la nivelul tipic de 120 dB.

O valoare mare pentru câștigul în tensiune, A_v , este o altă condiție necesară pentru asigurarea preciziei. Schema electrică permite o amplificare teoretică de cca. $5 \cdot 10^5$ (114 dB) care este afectată însă de reacția termică (fig. 3). În condițiile unui layout simetrie și alungit prezentat în figura 4, tranzistorii de intrare lucrează izoterm astfel încît se obține un coeficient de reacție termică $\gamma_T = 0,2 \text{ mV/W}$ conform [3], iar valoarea tipică pentru A_v este de 110 dB pentru $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ și $V_0 = \pm 10 \text{ V}$.

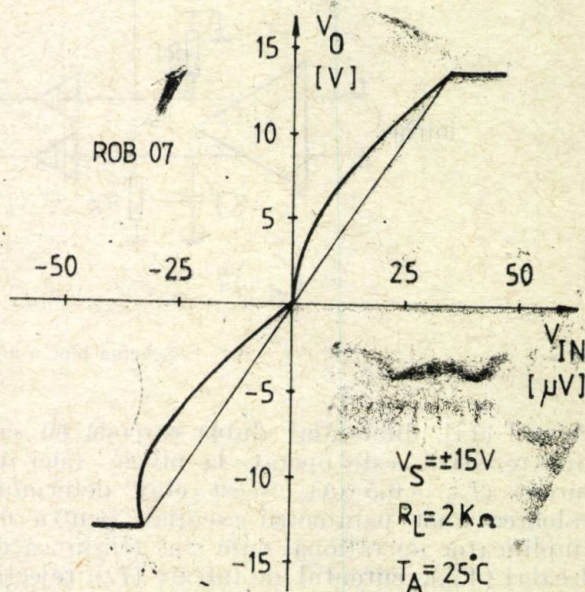


Fig. 3. Caracteristica tipică de transfer.

Parametrul PSRR are o valoare tipică comparabilă cu A_v (106 dB pentru $\Delta V_S = 10 \text{ V}$).

Curentul relativ mic în etajul de intrare limitează viteza de răspuns a circuitului. Pentru $C_2 = 50 \text{ pF}$ rezultă:

$$\text{SR} = \frac{2I_{C1}}{C_2} = 0,25 \text{ V}/\mu\text{s.} \quad (2)$$

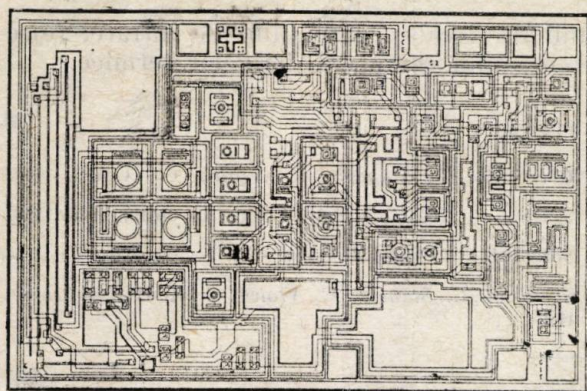


Fig. 4. Layout-ul circuitului integrat.

3. Performanțele de zgomot

Zgomotul constituie o sursă de erori ce nu poate fi compensată și care intervine limitativ în prelucrarea semnalelor de nivel mic. Sursele interne de zgomot ale circuitului pot fi echivate conform figurii 5 în care densitățile spectrale corespunzătoare prezintă cele două zone distincte: zona de zgomot alb (palier) și zona $1/f$.

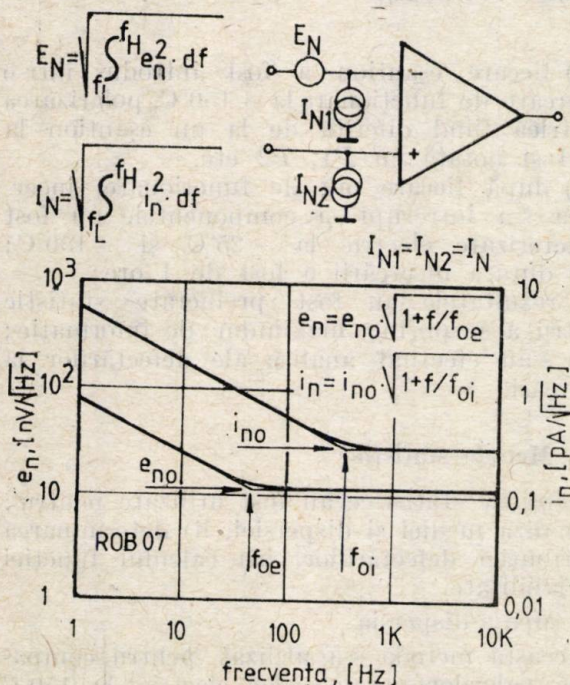


Fig. 5. Performanțele de zgomot.

Cerința fundamentală pentru reducerea tensiunii de zgomot alb este minimizarea numărului componentelor ce contribuie la zgomotul de intrare. La circuitul ROB 07 schema adoptată, care evită sarcina activă în primul etaj, face ca această tensiune să depindă numai de curentul I_{C1} și rezistențele de protecție $R_3 = R_4 = 600 \Omega$:

$$e_{no} = \sqrt{4kT \left(\frac{V_T}{I_{C1}} + 2R_3 + 2r_b \right)} = 10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}, \quad (3)$$

în care $V_T/I_{C1} = 4 \text{ k}\Omega$ și $2R_3 + 2r_b = 1,5 \text{ k}\Omega$. Densitatea de zgomot de curent la frecvențe medii, considerînd $I_{B1} = 65 \text{ nA}$, are valoarea:

$$i_{no} = \sqrt{4qI_{B1}} = 0,21 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}. \quad (4)$$

Regiunea $1/f$ a tensiunii de zgomot este determinată de curentul de zgomot ce trece prin nodurile de impedanță mare existente în circuit. Frecvența f_{oe} depinde în mod esențial atît de procesul tehnologic care determină f_{oiPNP} și f_{oiNPN} cît și de schema electrică a circuitului. Astfel se poate observa (fig. 2) că bazele tranzistoarelor $Q_{11}-Q_{12}$ (tip *PNP*-lateral, cu zgomot de curent mare), în loc să fie legate direct la primul etaj, au fost obligate să lucreze în noduri de impedanță mică intercalînd în schemă repetoarele Q_9-Q_{10} . Măsurătorile efectuate au indicat o valoare tipică a tensiunii de zgomot de $0,5 \mu V_{v-v}$ în banda $0,1-10 \text{ Hz}$. Detalii privind performanțele de zgomot ale circuitului ROB 07 se prezintă în [4].

4. Aspecte tehnologice

Tehnologia de realizare a circuitului ROB 07, derivată din cea standard, este caracterizată prin $\rho_{epi} = 7 \Omega \cdot \text{cm}$, $R_{\square b} = 230 \Omega$ și $x_{jb} = 3,5 \mu$. Se obțin astfel tranzistoare *NPN* cu $V_{CEO} = 60 \text{ V}$ și $\beta_0 (1 \text{ mA}) = 250$ și respectiv *PNP* cu $\beta_0 (50 \mu A) = 40$. Deși performanțele electrice pot fi garantate folosind pasivarea standard PSG, s-au început experimentările pentru pasivarea suplimentară cu Si_3N_4 în scopul mării ponderii circuitelor din clasa superioară și îmbunătățirea stabilității în timp.

5. Rezultate experimentale

Performanțele obținute sînt sintetizate în tabelul 1. Modificările operate în layout, dictate de rezolvarea problemelor de încapsulare, au conservat simetria termică a structurii. De-

Tabelul 1

Performanțe tipice ROB 07

Parametru	Valoare	UM
Tensiune de decalaj, V_{IO}	50	μV
Curent de intrare, I_B	± 4	nA
Curent de decalaj, I_{IO}	4	nA
Tensiune de zgomot	0,5	μV_{v-v}
Amplificare în tensiune, A_v	350	V/mV
Rejecția modului comun, CMRR	120	dB
Rejecția surselor, PSRR	106	dB
Banda la câștig unitar, B	0,8	MHz
Viteză de răspuns, SR	0,25	V/ μs
Curent de alimentare, I_S	2	mA
Coefficient termic al V_{IO}	0,3	$\mu V/^\circ C$

asemenea menținerea ariei condensatoarelor la nivelul modelului de referință în condițiile variantei „dielectric SiO_2 ” a impus reducerea curenților de colector în etajele amplificatoare pentru asigurarea stabilității în condiții limită ($A=1$).

6. Concluzii

Asimilarea circuitului integrat ROB 07 completează gama amplificatoarelor operaționale, el oferind îmbunătățiri semnificative ale ten-

siunii de decalaj, curentului de intrare, rejecției modului comun și derivelor termice.

Bibliografie

- [1] Gheorghiu, C., Stănescu, C., Vlaicu, C., C.A.S. 1985.
- [2] Jaeger, R., IEEE J. Solid-State Circuits, June 1976.
- [3] Solomon, J.E., IEEEJ. Solid-State Circuits, Dec. 1974.
- [4] Gheorghiu, C., Stănescu, C., Vlaicu, C., ROB 07— Proiect, 1985.

CZ 658.561 : 621.315.616 : 536.4

FIABILITATE
COMPONENTE SEMICONDUCTOARE
TEMPERATURĂ RIDICATĂ

Fiabilitatea componentelor semiconductoare în primele ore de funcționare la temperatură ridicată

MARIUS BĂZU, MARIANA DRĂGAN, LUCIAN GĂLĂȚEANU,
EREMIA IANCU, ANCA MARINESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

S-a investigat o problemă practică neîntâlnită pînă în prezent în literatura de specialitate: cum se comportă componentele semiconductoare în primele ore de funcționare la o temperatură ambiantă ridicată. Răspunsul este important pentru o serie de aplicații industriale.

Componente semiconductoare au fost introduse în încercări de funcționare la $+150^\circ\text{C}$ cu durată de 4 ore. Experimentele s-au efectuat la diferite polarizări electrice, cu scopul de a se obține curbe de proiectare de tipul nivel de fiabilitate în funcție de puterea disipată. Aceste curbe pot fi folosite pentru alegerea adecvată a unui nivel mai redus de polarizare electrică a componentelor (derating) în vederea obținerii unei fiabilități mai bune a aparatului sau echipamentului. Sînt prezentate informații suplimentare privind valorile parametrilor electrici ai componentelor la $+150^\circ\text{C}$ și deriva parametrilor electrici în timpul funcționării la $+150^\circ\text{C}$.

1. Procedura experimentală

Toate încercările de funcționare s-au efectuat la $+150^\circ\text{C}$. Pentru un tip de componentă s-a procedat astfel:

- a) k eșantioane de câte n componente s-au extras din lotul de N componente;
- b) toate componentele ($k \times n$) au fost caracterizate electric la $+25^\circ\text{C}$ și $+150^\circ\text{C}$;

c) fiecare eșantion a fost introdus într-o încercare de funcționare la $+150^\circ\text{C}$, polarizarea electrică fiind diferită de la un eșantion la altul și notată cu P_1, P_2 etc.

d) după fiecare oră de funcționare, încercarea s-a întrerupt și componentele au fost caracterizate electric la $+25^\circ\text{C}$ și $+150^\circ\text{C}$;

e) durata încercării a fost de 4 ore;

f) rezultatele au fost prelucrate statistic pentru a se obține maximum de informație;

g) s-au efectuat analize ale defectărilor la încercări.

2. Metode statistice

Metodele statistice au fost utilizate pentru: i) analiza mediei și dispersiei, ii) determinarea distribuției defectărilor, iii) calculul funcției de fiabilitate.

i) Media/dispersia

Această metodă s-a utilizat pentru compararea valorilor parametrilor electrici la 150°C cu cele la 25°C și pentru analiza derivatei parametrilor electrici în timpul funcționării la $+150^\circ\text{C}$. Mai întîi, media și dispersia au fost calculate pe eșantion pentru fiecare parametru analizat, iar normalitatea datelor a fost verificată cu testul Lilliefors. Valorile aberante au fost eliminate cu testul Grubbs [1]. Posibilele diferențe între valorile parametrilor electrici la $+25^\circ\text{C}$ și $+150^\circ\text{C}$ au fost căutate cu testul F pentru dispersie și cu testul Student pentru medie. Deriva parametrilor electrici a fost analizată cu testul Hartley pentru dispersie și cu testul Abbe A pentru medie [1].

ii) Distribuția defectărilor

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

Ipoteza avansată pentru distribuția defecțiilor a fost o lege de tip Weibull cu doi parametri. Valorile parametrilor s-au obținut cu metoda verosimilității maxime [2]. Caracterul weibullian al legii de defectare a fost verificat cu testul de concordanță Kolmogorov-Smirnov.

iii) Funcția de fiabilitate

Funcția de fiabilitate, $R(t)$, este probabilitatea ca un element (sistem) să funcționeze fără defectare o perioadă de timp și se calculează (pentru o distribuție Weibull) cu:

$$R(t) = \exp [-(t/\theta)^2]$$

3. Rezultate experimentale

Sînt prezentate rezultatele obținute pentru două tipuri de componente: un tranzistor bipolar, (TB) și un tranzistor unipolar MOS, (TU). Pentru TB, $k=3$, $n=25$, $N=500$, $P_1=P$, $P_2=P/2$, $P_3=P/4$ (P fiind puterea disipată). Pentru TU, $k=4$, $n=25$, $N=500$, $P_1=0.5P$, $P_2=0.3P$, $P_3=0.2P$, $P_4=0$ (fără polarizare electrică).

Parametrii electrici măsurați pentru fiecare componentă TB, la 25°C și 150°C , au fost: tensiunile de străpungere, cîștigul în curent (la patru curenți de colector diferiți) și curentul invers colector-emitor cu baza în gol. Compararea mediilor și dispersiilor pentru fiecare parametru la $+25^\circ\text{C}$, respectiv 150°C , a condus la următoarele rezultate:

a) tensiunile de străpungere sînt în general constante, cu o mică diferență pentru străpungerea colector-emitor (mai mică la $+150^\circ\text{C}$), explicabilă teoretic [3];

b) mediile cîștigului în curent sînt mai mari la $+150^\circ\text{C}$ decît la $+25^\circ\text{C}$ (fig. 1), de asemenea explicabil teoretic [4];

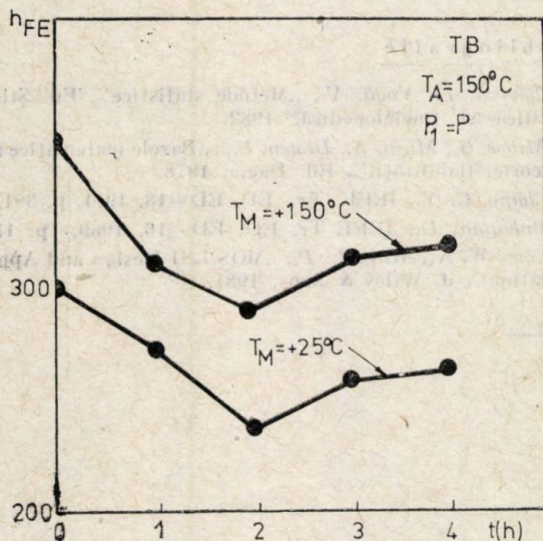


Fig. 1. Variația cîștigului în curent în funcție de timpul de funcționare la $+150^\circ\text{C}$. T_M este temperatura de măsură. Punctele reprezintă medii pentru un eșantion.

c) mediile și dispersiile curenților inverși sînt mai mari la $+150^\circ\text{C}$ decît la $+25^\circ\text{C}$, după cum era de așteptat (fig. 2).

Pentru fiecare componentă TU s-au măsurat trei parametri electrici: tensiunea de prag,

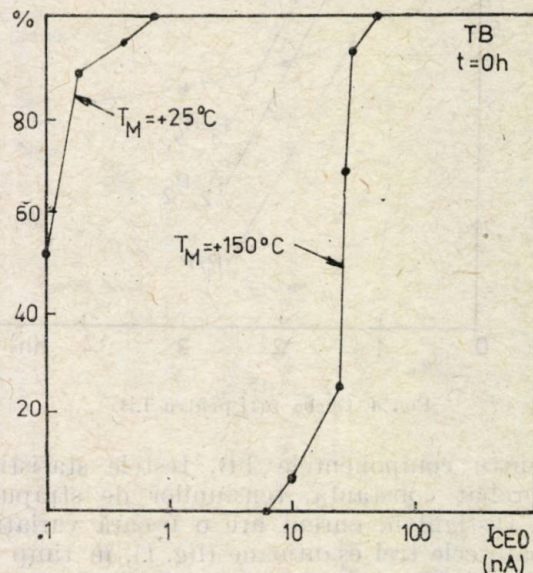


Fig. 2. Distribuția curentului invers, măsurat la T_M , înainte de probă.

curentul de drenă de ON și transeconductanța. În conformitate cu teoria, toți acești parametri sînt mai mici la $+150^\circ\text{C}$ decît la $+25^\circ\text{C}$ [5].

S-au analizat, de asemenea, comportările tranzistoarelor TB și TU în timpul funcționării la $+150^\circ\text{C}$. În continuare vom prezenta câteva considerații privind derivatele parametrilor electrici măsurați la $+25^\circ\text{C}$ după fiecare oră de funcționare.

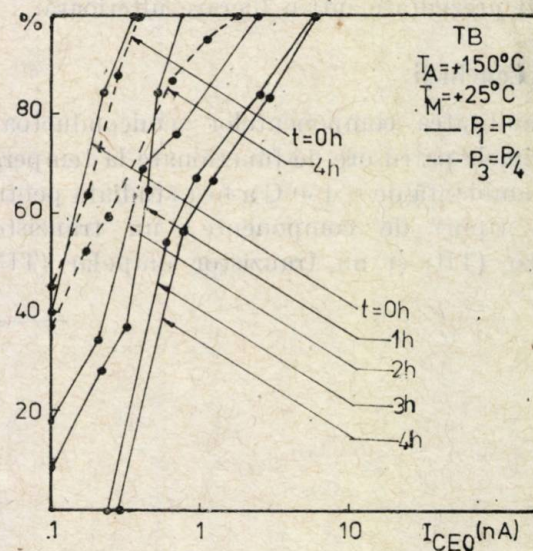
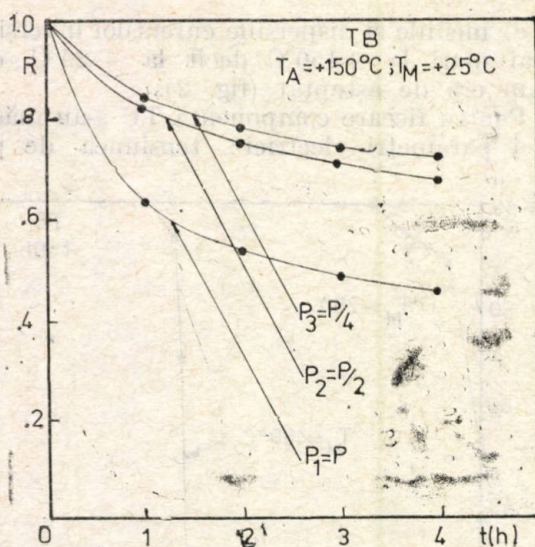


Fig. 3. Distribuția curentului invers, măsurat la T_M , în timpul încercării de funcționare la T_A .

Fig. 4. Curbe $R(t)$ pentru TB.

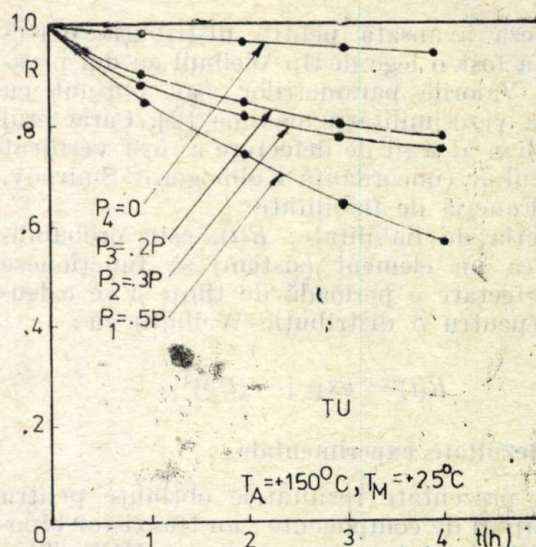
Pentru componentele TB, testele statistice au probat constanța, tensiunilor de străpun-gere. Cîștigul în curent are o ușoară variație, la toate cele trei eșantioane (fig. 1), în timp ce curentul invers prezintă o derivă din ce în ce mai mare pe măsură ce crește puterea disipată (fig. 3). Totuși, nu este depășită limita de defec-tare de 10 nA.

Toți cei trei parametri electrici analizați la componentele TU au rămas constanți (din punct de vedere statistic, desigur) în timpul încercărilor.

Distribuțiile defectărilor au fost de tip Wei-bull pentru toate eșantioanele. Variațiile în timp ale funcției de fiabilitate, $R(t)$, pentru diferite polarizări electrice sînt reprezentate în figurile 4 și 5. S-au efectuat analize ale defec-tărilor pentru toate eșantioanele. Rezultatele vor fi prezentate într-o lucrare ulterioară.

4. Concluzii

Fiabilitatea componentelor semiconductoare în primele patru ore de funcționare la tempera-tura ambiantă de $+150^{\circ}\text{C}$ a fost studiată pentru două tipuri de componente: un tranzistor bipolar (TB) și un tranzistor unipolar (TU).

Fig. 5. Curbe $R(t)$ pentru TU.

Rezultatele au fost prelucrate statistic, obți-nindu-se următoarele informații:

a) diferențele între valorile parametrilor elec-trici la $+150^{\circ}\text{C}$ și $+25^{\circ}\text{C}$ sînt bine explicate de teoria existentă;

b) deriva parametrilor electrici după funcțio-narea de 4 ore la $+150^{\circ}\text{C}$ este inexistentă pentru TU și nu depășește limitele de defectare pentru TB (este vorba despre media valorilor pentru un eșantion);

c) s-au obținut curbe de proiectare pentru utilizatorii componentelor, curbe care pot fi folosite pentru îmbunătățirea fiabilității apa-ratelor/echipamentelor prin utilizarea compo-nentelor la polarizări mai mici decît normale, în cazul echipamentelor care trebuie să funcțio-neze la temperaturi ambiante de pînă la $+150^{\circ}\text{C}$.

Bibliografie

- [1] Tövissi, L., Vodă, V., „Metode statistice”, Ed. Știin-țifică și Enciclopedică, 1982.
- [2] Mihoc, G., Muja, A., Diatcu, E., „Bazele matematice ale teoriei fiabilității”, Ed. Dacia, 1978.
- [3] Chang, C. Y., IEEE Tr. ED, ED-18, 1971, p. 391.
- [4] Buchanan, D., IEEE Tr. ED, ED-16, 1969, p. 117.
- [5] Carr, W. N., Mize, J. P., „MOS/LSI Design and Appli-cation”, J. Wiley & Sons, 1981.

CZ 621.385.2:539.13

DIODE LASER
LOC (LARGE OPTICAL CAVITY)
ANALIZA SPECTRAL-SPATIALA

Analiza spectral-spațială a emisiei diodelor laser de putere cu structură LOC

IULIAN BASARAB PETRESCU-PRAHOVA, SORINA LAZANU, MIHAI LEPSA, PAUL MIHAILOVICI* — BUCUREȘTI

Introducere

În lucrare se analizează distribuția spectral-spațială a emisiei unor diode laser cu structură LOC (large optical cavity). Au fost selecționate diode din loturi a căror distribuție unghiulară prezintă mai multe maxime, indicând funcționarea în unul sau mai multe moduri de ordin superior. Analiza spectrală a fost înregistrată la diverse înclinări ale planului joncțiunii față de planul orizontal al monocromatorului. Spectrele de emisie constau din mai multe maxime, corespunzătoare diferitelor moduri de oscilație ale cavității. Maximele sunt ordonate în grupe, corespunzătoare diferitelor componente transversale ale modurilor. Analiza spectrală făcută la diverse unghiuri permite identificarea contribuției diferitelor moduri transversale la distribuția unghiulară totală.

1. Metoda experimentală

Structurile LOC studiate în lucrare au o variație a indicelui de refracție $\Delta n_{21} = 0,21$, între zona activă 2 și emitorul 1 de tip *p*, $\Delta n_{23} = 0,07$, între zona activă și regiunea pasivă 3 de tip *n* a ghidului de undă, și $\Delta n_{34} = 0,14$ între zona 3 și emitorul 4 de tip *n*. Zona activă are o lărgime $d_2 = 1,8 - 2 \mu\text{m}$, iar zona pasivă are o lărgime $d_3 = 0,7 - 0,9 \mu\text{m}$.

Distribuțiile unghiulare și cele spectrale au fost măsurate la curenți puțin peste prag. Diodele sunt excitate cu pulsuri de curent de durată 100 ns și frecvență de repetiție 100 Hz. Semnalul este măsurat cu un voltmetru de impuls.

Distribuția spectrală a fost măsurată cu un monocromator care la fanta de 0,05 mm, cea mai folosită, are o rezoluție de 1 Å. Lentila colectoare, situată între sursă și monocromator eulege radiația laser emisă într-un unghi de 4°. Dioda laser se poziționează pe un cerc vertical, cu centrul în centrul lentilei colectoare.

2. Rezultate

În figura 1 sunt prezentate distribuțiile unghiulare ale unei diode laser excitate cu curenți de 9,5, 10, 11 și 12 A. Distribuțiile de

la 10, 11 și 12 A au fost normale la maxim, iar cea de la 9,5 A a fost redusă la jumătate. Unghiurile pozitive sunt cele în care direcția de observare este înclinată către emitorul 4. Dioda are curentul de prag de 9 A.

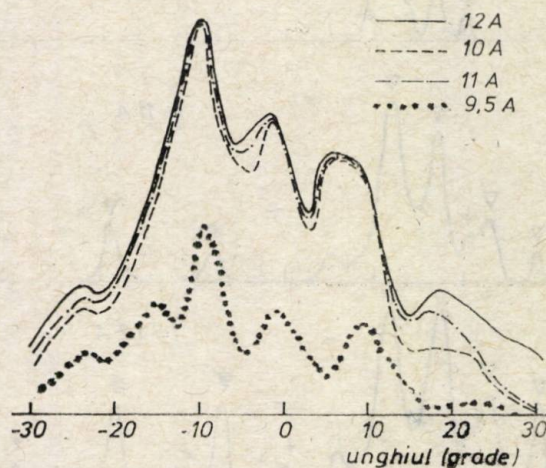


Fig. 1. Distribuția unghiulară a radiației emise la curenți de 9,5, 10, 11 și 12 A.

Din figură se constată că forma distribuției unghiulare înregistrate la 9,5 A este deosebită de cele de la 10, 11 și 12 A foarte asemănătoare între ele. Curba de la 9,5 A are cinci maxime clare.

Distribuțiile spectrale au fost măsurate la aceeași curenți. În figura 2 se prezintă astfel de spectre pentru $\theta = -16,5^\circ$.

La 9,5 A spectrele au forma cea mai simplă, constând dintr-un singur maxim situat la 11444 cm^{-1} ($\lambda = 8738 \text{ Å}$). Maximul are o lărgime de 1 Å, determinată de rezoluția aparatului și de inerția voltmetrului de impuls. Maximul corespunde primului mod excitat după prag.

Modurile laser sunt caracterizate prin trei numere *m*, *s* și *q*, unde *m* arată componenta transversală (în planul perpendicular pe planul joncțiunii) a modului, *s* componenta laterală (în planul paralel cu planul joncțiunii) și *q* componenta longitudinală. Maximele conțin probabil mai multe moduri cu aceeași pereche *m*, *q* dar cu *s* diferit, care nu pot fi rezolvate

* Institutul de Fizică și Tehnologia Materialelor — București.

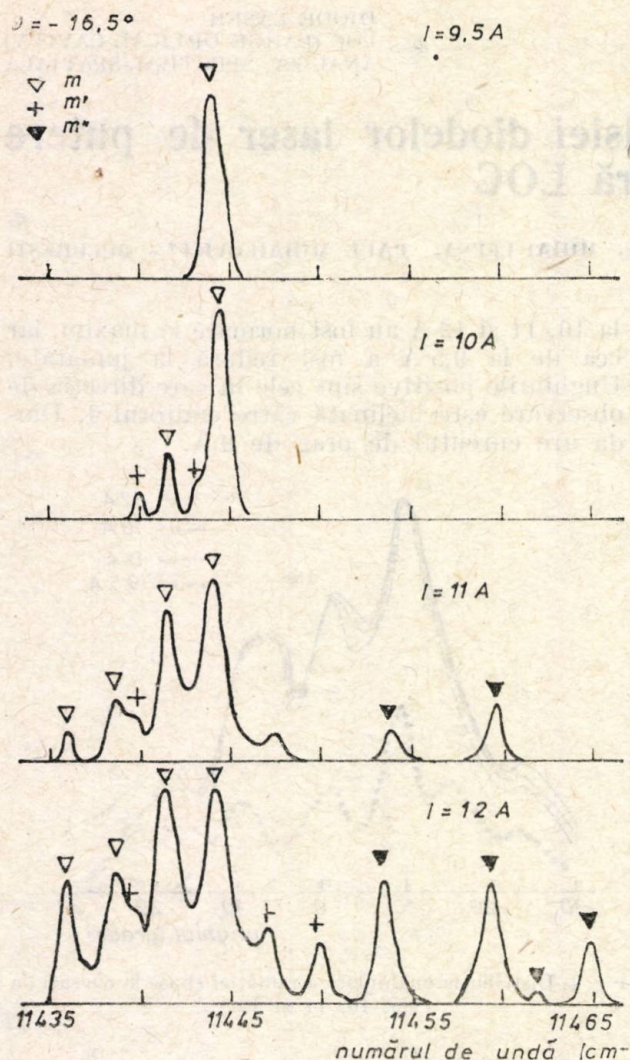


Fig. 2. Distribuțiile spectrale pentru $\theta = -16,5^\circ$, la $I = 9,5, 10, 11$ și 12 A.

Din distribuția unghiulară cu cinci maxime prezentată în figura 1, rezultă că pentru modul observat la $9,5$ A, $m = 5$ (în convenția că pentru modul fundamental $m = 1$).

Așa cum se observă în figura 2, distribuția spectrală la 12 A prezintă 9 maxime intense, care se pot ordona în grupe, ce diferă între ele prin valorile echidistanțelor. În stînga maximumului principal apar încă trei maxime echidistante la $2,05$ Å, care corespund la același m ($m = 5$). Cele trei maxime mai intense din extrema dreaptă sînt distanțate la $4,36$ Å și au fost notate cu m'' . Mai apar două maxime notate cu m' , distanțate la $2,09$ Å.

La 11 A grupul m' apare mai puțin distinct, grupele m și m'' fiind de asemenea prezente cu aceleași echidistanțe ca la 12 A. La 10 A nu apar deci grupele m și m' .

În figura 3 sînt prezentate spectrele înregistrate la 12 A, la diferite unghiuri de înclinare a planului joncțiunii față de axa monocromato-

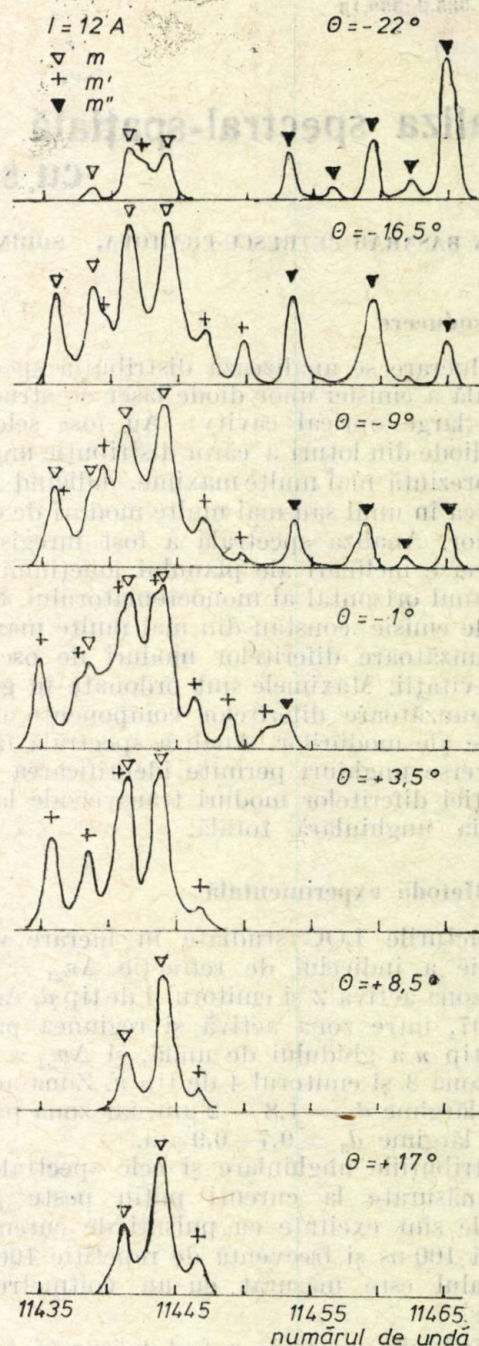


Fig. 3. Distribuțiile spectrale la $I = 12$ A, pentru $\theta = -22^\circ, -16,5^\circ, -9^\circ, -1^\circ, +3,5^\circ, +8,5^\circ, +17^\circ$.

rului. Deplasarea modurilor m' de o parte și de alta a modurilor m se datorește variațiilor temperaturii exterioare. La $\theta = -23,5^\circ$, ca și la alte unghiuri se observă maxime intermediare la jumătatea intervalului pentru grupul m'' , astfel încît echidistanța pentru acest grup este de $2,18$ Å.

4. Discuții

La $9,5$ A laserul oscilează într-un singur mod, a cărui distribuție unghiulară este cea

reprezentată în figura 2. Acesta este modul transversal de ordinul 5, care predomină și la curenți mai mari peste prag.

Modul poate fi ghidat fie între interfețele 1-2 și 2-3, fie între interfețele 1-2 și 3-4. În primul caz ghidul este o dublă heterostructură asimetrică, în cel de al doilea este o structură LOC. Considerind ghidul o dublă heterostructură asimetrică, de grosime d_2 , ordinul maxim M al componente transversale admise de acest ghid este dat de relația [1]:

$$M = \left[1 + \frac{2d_2}{\lambda} (n_2 - n_1)^{1/2} (n_2 + n_1)^{1/2} \right] \quad (1)$$

unde prin $[]$ s-a notat partea întreagă a cantității din interior. Pentru $d_2 = 2 \mu\text{m}$, $\lambda = 0,87 \mu\text{m}$, $\Delta n_{23} = 0,07$ și $n_2 + n_3 = 2 \times 3,6$ se obține $M = 4$. Așadar în acest ghid de undă nu se poate propaga modul de ordinul 5. În structura LOC, de grosime $d_2 + d_3 = 2,9 \mu\text{m}$, cu $\Delta n_{34} = 0,14$, numărul M se obține în primă aproximație din relația:

$$M = \left[1 + \frac{2(d_2 + d_3)}{\lambda} (n_3 - n_4)^{1/2} (n_3 + n_4)^{1/2} \right] = 6$$

ceea ce arată că aceasta este structura în care se poate propaga modul de ordinul 5, observat experimental. Faptul că în această structură primul mod de oscilație care apare la prag este modul de ordinul 5 se explică prin așezarea asimetrică a zonei de câștig optic în interiorul ghidului, în care sînt preferate modurile impare [2].

Un fapt experimental, demn de remarcat pentru distribuția unghiulară de la 9,5 Å este concentrarea emisiei laser în lobii centrali, în contrast cu o dublă heterostructură de grosime $d_2 + d_3$, la care radiația este maximă în lobii marginali. Schimbarea se datorește reducerii amplitudinii cîmpului electromagnetic în zona pasivă față de cea activă a ghidului de undă, așa cum este reprezentat schematic în figura 4. Asimetria distribuției unghiulare față de $\theta = 0^\circ$, observată atît pentru cazul în care radiația este emisă într-un singur mod (la 9,5 Å), cît și pentru cazul în care există o suprapunere de moduri transversale (la 10, 11 și 12 Å), se poate explica prin defazajul care există între frontul de undă care se propagă în zona activă și cel din zona pasivă a ghidului de undă.

Maximele distribuției spectrale au fost ordonate în grupele m , m' și m'' la toate unghiurile la care s-au ridicat aceste distribuții. Din compararea intensităților maximelor din grupele m'

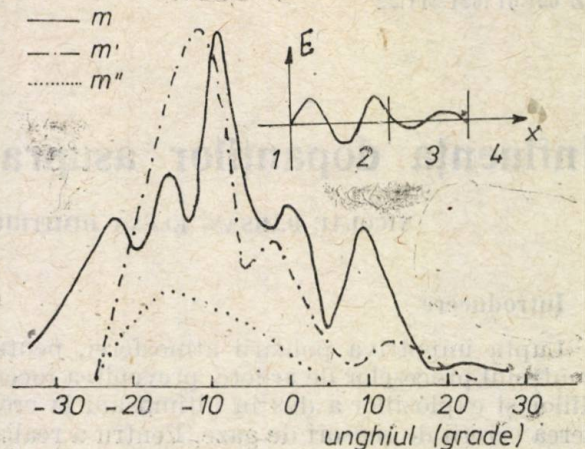


Fig. 4. Distribuțiile unghiulare: măsurată, pentru modul m , și calculate, pentru modurile m' , și m'' .

și m'' cu maximul principal (cel de la 9,5 Å), rezultă distribuții unghiulare pentru acestea, prezentate în figura 4. Grupul m' are trei lobi, deci $m' = 3$, iar grupul m'' are un singur lob, deci $m'' = 1$. Ordinea de apariție a acestor maxime este m , m' și m'' și se explică prin selecția datorată reflexiei la oglinzi, prin care sînt preferate modurile de ordin superior.

Echidistanța între două moduri longitudinale succesive ale aceluiași grup transversal este dată de relația [3]:

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda^2}{2Ln_{ef}} \quad (2)$$

unde L este lungimea cavității și n_{ef} este indicele de refracție efectiv. În primă aproximație:

$$n_{ef} = n \left(1 - \frac{\lambda}{n} \frac{dn}{d\lambda} \right), \quad (3)$$

iar într-o aproximație superioară n_{ef} depinde și de ordinul modului transversal. n_{ef} scade cu scăderea ordinului transversal de la 5 la 3 respectiv la 1, ceea ce explică creșterea echidistanțelor, de la 2,05 Å la 2,09 Å, respectiv la 2,18 Å.

În concluzie putem spune că metoda analizei spectral-spațiale este utilă în identificarea modurilor transversale dintr-o distribuție unghiulară complexă.

Bibliografie

- [1] Kressel, H., Buttler, J. K., Semiconductor lasers and heterojunction LED's, 1977, Academic Press, p. 157.
- [2] Lockwood, H. F., Kressel, H., J. Crystal Growth, 27, 97, 1974.
- [3] Ibid [1], p. 163.

Influența dopanților asupra răspunsului sensorilor cu SnO₂

NICOLAE BÂRSAN, ELENA DIMITRIU, RADU IONESCU, ANA VANCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Lupta împotriva poluării atmosferei, pentru controlul proceselor de ardere, prevenirea incendiilor și exploziilor a dus în ultimii ani la creșterea cererii de senzori de gaze. Pentru a realiza sisteme eficiente de alarmare, poluarea aerului trebuie controlată în mod continuu și în cât mai multe puncte, condiții în care metodele convenționale de laborator (cromatografie, spectrofotometrie, spectrometrie de masă) sînt mult prea costisitoare. Se simte nevoia de senzori mai ieftini, care chiar dacă nu au înalta precizie a instrumentelor de laborator, să se poată folosi în aplicații specifice de detectare și avertizare. Sensorii trebuie să convertească concentrația de gaz direct într-un semnal electric. O categorie importantă de senzori de gaze sînt senzorii cu semiconductori oxidici, dintre care cel mai ades folosit este SnO₂.

Lucrarea prezintă rezultatele obținute prin adăugarea Pd cu rol de catalizator în SnO₂. Rezultatele experimentale sînt interpretate în cadrul modelului [1] de mecanism pentru funcționarea sensorilor cu semiconductori oxidici.

1. Mecanismul principal de funcționare

Expunerea suprafeței încălzite a SnO₂ la aer conținând o concentrație de gaz reducător (oxidabil) produce o scădere a rezistenței electrice a materialului. Utilizarea acestui efect pentru realizarea unor senzori de gaze a fost propusă din 1966 [2].

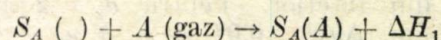
Inițial, efectul a fost explicat prin adsorbția fizică a gazului, urmată de transferul electronilor de la moleculele adsorbite către semiconducteur (chemosorbție).

Cercetările asupra acțiunii catalitice a unor oxizi metalici au stabilit că hidrocarburile nu sînt numai adsorbite la suprafața oxidului, ci sînt și oxidate catalitic cu eliberare de H₂O și CO₂.

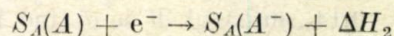
În 1979 Windischmann și Mark [1] au propus pentru mecanismul de detecție un model microscopic care ia în considerare reacția gazelor reducătoare cu oxigenul adsorbit în prealabil din aer pe suprafața SnO₂. În acest model scă-

derea rezistenței sensorului în prezența gazului reducător se produce ca rezultat al succesiunii următoarelor etape :

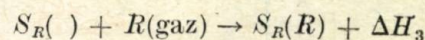
1) Adsorbția fizică a oxigenului din aer (simbolizat prin A) pe stări de suprafață S_A ()



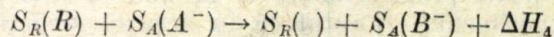
2) Captura unui electron liber din SnO₂



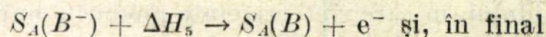
3) Adsorbția fizică a gazului reducător R pe stări de suprafață S_R()



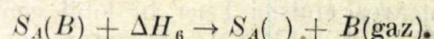
4) Reacția de oxidare R + A → B



5) Eliberarea unui electron



6) Desorbția termică a produșilor de oxidare

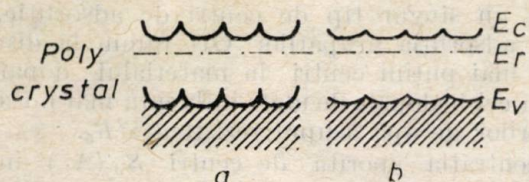


Stărilor de suprafață S_A(A⁻) le corespunde un nivel energetic localizat, situat cu aprox. 1,5 eV sub marginea inferioară a benzii de conducție [3], deci sub nivelul Fermi din SnO₂; prin ocuparea acestor nivele cu electroni, la suprafața fiecărui grăunte cristalin se formează un strat de sărăcire. În această situație se află sensorul în aer curat, cînd rezistența lui electrică este ridicată (fig. 1 a).

Cînd în atmosfera ambiantă apare gazul reducător, acesta se adsoarbe și reacționează cu oxigenul chemosorbit anterior.

O parte din electronii capturați sînt eliberați în banda de conducție. Stratul de sărăcire de la suprafață dispăre sau se atenuează. Rezistența sensorului scade, atît prin creșterea concentrației electronilor liberi, cît și prin reducerea barierelor inter-granulare (fig. 1 b).

* Institutul de Fizică și Tehnologia Materialelor — București.

Fig. 1. Schema energetică a suprafeței SnO₂.

Dacă concentrația gazului reducător este suficient de mare, sensorul atinge un regim staționar, în care conductanța variază cu concentrația c a gazului după o lege

$$G = G_0 + f \cdot c^n \quad (1)$$

unde G_0 — conductanța în aer curat

f — constant pentru un anumit gaz

n — exponent sub-unitar ($n = 1/2$)

2. Partea experimentală

Sensorii din SnO₂ realizați în I.F.T.M. au geometrie cilindrică. Ei au fost descriși în [4]. Stratul de oxid stanic este policristalin, sintezat. Materialul semiconductor preparat în laborator, a fost dopat cu Pd în concentrații cunoscute și verificate prin analiză. S-au realizat senzori din SnO₂ nedopat și din SnO₂ dopat cu Pd în concentrațiile 0.2; 1 și 1.5% în greutate.

La acești senzori s-a măsurat rezistența R_0 în aer curat și R în prezența unor concentrații cunoscute de gaze reducătoare (vapori de alcool etilic, oxid de carbon și metan) în funcție de temperatura sensorului precum și rezistența la temperatură constantă în funcție de concentrația gazului reducător în aer.

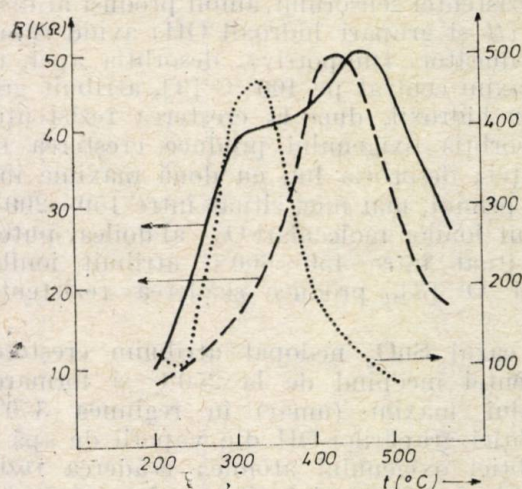
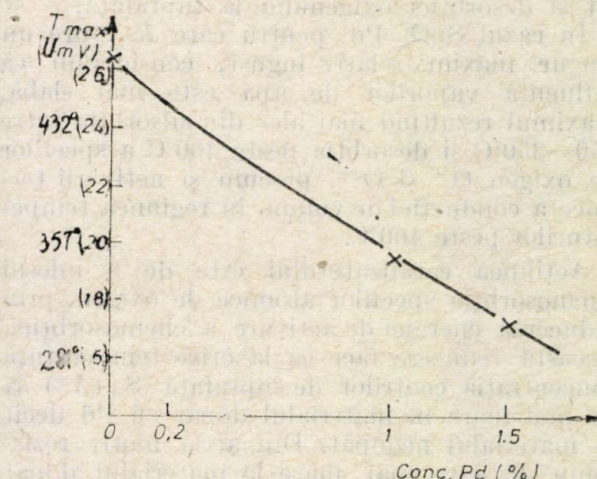
Temperatura la suprafața sensorului a fost măsurată cu ajutorul unui termocuplu ancorat termic pe un tub cu aceeași geometrie ca și a senzorilor, încălzit din interior de un fir străbătut de curent electric pe care se aflau și senzorii supuși măsurărilor. Concentrația vaporilor și gazelor a fost stabilită prin dozare volumetrică, cunoscând volumul incintei de măsură și măsurând volumul gazului (lichidului) introdus cu o seringă gradată. Aerul din incintă avea presiunea și umiditatea atmosferică.

S-au calculat și reprezentat sensibilitatea (definită ca raport între rezistența în aer curat și rezistența în prezența gazului reducător) în funcție de temperatură și în funcție de concentrație.

Curbele $R_0(T)$ din figura 2 prezintă un maxim care se deplasează spre temperaturi mai scăzute cu creșterea concentrației de Pd în SnO₂ (fig. 3).

Pentru SnO₂ nedopat se observă un al doilea maxim mai puțin pronunțat (umăr) situat la o temperatură mai scăzută.

Valorile rezistențelor R_0 cresc cu creșterea conținutului de Pd.

Fig. 2. Rezistența R_0 în funcție de temperatura sensorului pentru SnO₂(—); SnO₂ 0.2%Pd(---) și SnO₂ 1%Pd(...).Fig. 3. Temperatura corespunzătoare rezistenței maxime (termocuplu Fe-Constant) în funcție de concentrația Pd în SnO₂.

Sensibilitatea pentru toate gazele reducătoare, în special pentru alcool și CO crește prin adăugarea catalizatorului. Cele mai mari valori ale sensibilității se obțin pentru 0.2%Pd. Sensibilitatea nu crește liniar cu concentrația gazului reducător, ci tinde spre saturare la con-

centrații mari, urmînd o lege de tipul (1), cu $n = 0.49$ la SnO_2 curat și $n = 0.53$ la SnO_2 0.2%Pd.

3. Discuția rezultatelor

Forma curbelor $R_{0(T)}$ poate fi explicată calitativ prin efectele combinate ale adsorbției, respectiv desorbției oxigenului și vaporilor de apă din atmosferă asupra rezistenței SnO_2 .

Adsorbția disociativă a apei produce scăderea rezistenței sensorului, ambii produși ai disocierii (H și grupări hidroxil OH) avînd caracter reducător. Dimpotrivă, desorbția apei, cu un maxim centrat pe 400°C [3], atribuit grupărilor hidroxil, duce la creșterea rezistenței.

Adsorbția oxigenului produce creșterea rezistenței; desorbția lui, cu două maxime inegale: primul, mai mic, situat între $150-200^\circ\text{C}$ atribuit ionilor moleculari O_2^- , al doilea, puternic, situat între $450-600^\circ\text{C}$ atribuit ionilor O^- și O^{2-} [3], produce scăderea rezistenței SnO_2 .

În cazul SnO_2 nedopat atribuim creșterea rezistenței începînd de la 250°C și formarea primului maxim (umăr) în regiunea 350°C desorbției grupărilor OH din vaporii de apă și adsorbției oxigenului atomic; scăderea rezistenței la temperaturi înalte se datorează atît activării termice a conducției din banda impurităților donoare (vacanțele de oxigen, totdeauna prezente în SnO_2 a cărui stoechiometrie este imperfectă, formula corectă fiind SnO_{2-x}) cît și desorbției oxigenului la suprafață.

În cazul SnO_2 Pd, pentru care $R_{0(T)}$ are un singur maxim relativ îngust, considerăm că influența vaporilor de apă este mai slabă, maximul rezultînd mai ales din adsorbția între $250-350^\circ\text{C}$ și desorbția peste 400°C a speciilor de oxigen O^- și O^{2-} , precum și activării termice a conducției de volum, în regiunea temperaturilor peste 400°C .

Acțiunea catalizatorului este de a înlesni chemosorbția speciilor atomice de oxigen, prin reducerea energiei de activare a chemosorbției. Această reducere face ca la orice temperatură concentrația centrilor de suprafață $S_A(A^-)$ să fie mai mare în materialul dopat cu Pd decît în materialul nedopat. Din acest motiv rezistența R_0 este mai mare la materialul dopat decît la cel nedopat. Din același motiv, presu-

punînd un singur tip de centri de adsorbție, pentru adsorbția grupărilor OH rămîn la dispoziție mai puțini centri în materialul dopat decît în cel nedopat, de unde influența mai mică a vaporilor de apă asupra rezistenței R_0 .

Concentrația sporită de centri $S_A(A^-)$ în materialul dopat înseamnă însă și un număr sporit de procese de reacție între gazul reducător și ionii de oxigen chemosorbiți (procesele 4 în secvența modelului [1]) și de procese de eliberare a electronilor (procesele 5), astfel că raportul $R_0/R = S$ (sensibilitatea sensorului) este mai mare în cazul materialului dopat. Există însă un optim al efectului de sensibilizare prin adaos de catalizator în SnO_2 . Cînd concentrația catalizatorului introdus devine prea mare (cazul SnO_2 cu 1% Pd), dacă presupunem din nou un singur tip de centri superficiali de adsorbție, sînt prea mulți centri ocupați cu ioni de oxigen și rămîn disponibili pentru adsorbția gazului reducător prea puțini, astfel încît sensibilitatea scade.

În sfîrșit, reducerea energiei de activare a chemosorbției speciilor O^- și O^{2-} prin doparea materialului cu catalizator face ca atît adsorbția, cît și desorbția acestor specii să se producă la temperaturi mai scăzute, deplasînd în acest sens și maximul curbei $R_{0(T)}$ față de poziția lui la materialul nedopat (fig. 3).

4. Concluzii

Prin adăugarea controlată a catalizatorilor în SnO_2 se pot obține sensori de gaze cu sensibilitate mai ridicată și cu temperaturi de lucru mai scăzute. Catalizatorii joacă de asemenea un rol important în selectivitatea sensorilor. De aceea pentru îmbunătățirea performanțelor și lărgirea domeniului de aplicabilitate al senzorilor de gaze pe bază de SnO_2 este important un studiu sistematic al influenței catalizatorilor.

Bibliografie

- [1] Windischmann, H., Mark, P., J. Electrochem. Soc. 126, 627 (1979).
- [2] Seiyama, T., Kagawa, S., Analyt. Chem. 38, 1069, (1966).
- [3] Leary D. J. & al. — Spring Meeting of the Electrochemical Society, Seattle, 1978, General Session on Solid State Chemical Sensors, RNP 38.
- [4] Ionescu, R., Bărsan, N., Dimitriu, E., Vancu, A., CAS 1985, ed. 8—a, p. 505.

CZ 651.926.03 :661.6 :621.3.04

TRADUCTOR PRESIUNE
CIRCUIT INTEGRAT
SILICIU

Traductor de presiune integrat pe siliciu

CORNELIA RACOVEANU* — BUCUREȘTI

Introducere

În domeniul sistemelor electronice de măsurare și control eforturile de cercetare și dezvoltare au avut până de curând ca obiectiv principal elementele de prelucrare.

Datorită tehnologiei planare proiectanții și constructorii de astfel de sisteme au la îndemână în cantități mari și la prețuri mici componente LSI sofisticate (microprocesoare, memorii, convertoare A/D și D/A, amplificatoare operaționale, surse stabilizate etc.).

Pentru aceste elemente de prelucrare raportul performanță/cost este extrem de ridicat în timp ce pentru traductoare și elemente de afișare și acționare, acest raport este mult mai scăzut, limitând performanțele și structura de preț a sistemului electronic de măsurare și control. Ca urmare, în ultimul deceniu s-au abordat programe intense de cercetare și dezvoltare privind traductoarele pentru obținerea de traductoare ieftine și performante, care să permită folosirea lor în domeniul aplicațiilor pentru bunurile de larg consum cit și pentru a realiza îmbunătățirea raportului performanță/cost a sistemelor electronice de măsurare și control.

În dezvoltarea traductoarelor, una din căile posibil de abordat este aceea de a utiliza ca material de bază *siliciul*, fructificând astfel potențialul imens pe care îl oferă acumulările tehnologice care caracterizează fabricația de componente LSI.

Traductoarele care rezultă prin utilizarea ca material de bază a siliciului și a procesului planar (acompaniat eventual de etape tehnologice suplimentare care nu apar în fabricația de circuite integrate standard), se numesc traductoare integrate [1].

Pasul care urmează în mod logic după obținerea unui traductor integrat este acela de a realiza simultan, în cipul de siliciu, atât traductorul cit și elementele de corecție și prelucrare a semnalului dat de traductor (parțial sau integral). Se obține în acest fel un circuit integrat complex pe care să-l denumim mai pe scurt „traductor integrat inteligent” [2].

Dintre funcțiile pe care le poate realiza un traductor inteligent se pot enumera: transformări de impedanță și amplificare îmbunătățind astfel raportul semnal/zgomot la ieșirea

traductorului, compensarea efectelor date de variația de temperatură și de variația surselor de alimentare, corectarea nelinearității, codarea și modularea semnalului de la ieșire, asigurarea redundanței, autotestarea și semnalizarea situațiilor de funcționare anormală, realizarea de decizii, recunoașterea de semnale și eliminarea semnalelor nedorite etc.

Această enumerare pune în evidență calitățile majore ale traductoarelor integrate inteligente: îmbunătățirea calității semnalului, a siguranței în funcționare și a preciziei, compatibilitatea cu calculatorul, reducerea dimensiunilor și a costului în condițiile producerii de loturi mari.

Lucrarea prezintă rezultatul cercetărilor întreprinse în cadrul unui contract de cercetare între I.P. București și IPRS Băneasa [3] în vederea studierii posibilităților de realizare a unui traductor de presiune integrat cu materialele și procesele tehnologice existente în țară. S-a realizat într-o concepție originală structura traductorului de presiune monolitic integrat prin îmbinarea etapelor tehnologice standardizate de fabricație a circuitelor integrate lineare cu procese specifice. Montajul și încapsularea acestei structuri reprezintă de asemenea o soluție originală, rod al acestei cercetări.

1. Considerente de proiectare

Structura realizată conține traductorul de presiune și un traductor de temperatură, în această fază a cercetărilor nefiind complicată cu circuite de prelucrare a semnalului. În principiu, traductorul de presiune este o punte Wheatston integrată, formată prin difuzia pe o față a plachetei de siliciu a patru rezistențe tensometrice. Tensometrele sînt difuzate într-o diafragmă foarte subțire circulară obținută prin corodare selectivă a celeilalte fețe a plachetei. Tensometrele fac parte integrantă din diafragmă iar inelul de prindere al acesteia îl constituie structura nesubițiată (fig. 1). Structura se lipește elastic pe un substrat metalic care are prevăzut în dreptul diafragmei un orificiu de acces al fluidului a cărui presiune se măsoară. Acest fluid produce în diafragma circulară eforturi care prin efect piezorezistiv sînt transformate de puntea tensometrică în semnal electric.

Acesta este foarte pe scurt principiul de realizare și funcționare al traductorului de presiune integrat monolitic. Ceea ce deose-

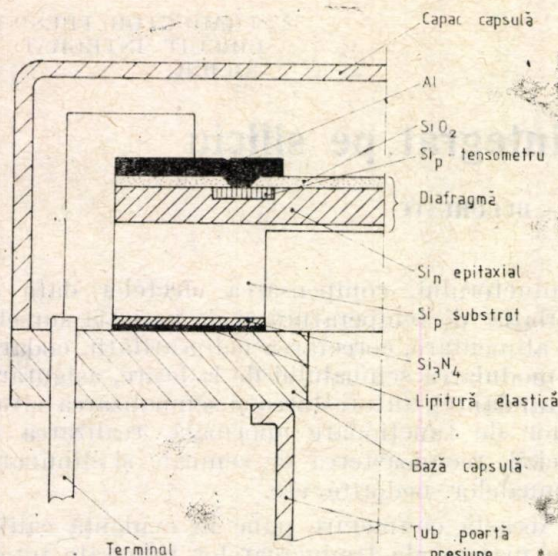


Fig. 1. Secțiune în traductorul de presiune integrat.

bește diversele variante constructive ale traductoarelor de presiune integrate, este: alegerea planului cristalografic al siliciului în care se construiește traductorul, așezarea tensometrelor în diafragmă, modul de corodare al diafragmei și maniera de încapsulare. În cadrul soluției adoptate de autor, placheta de siliciu în care se contruiește traductorul este SI_p (111), folosită în fabricarea de circuite integrate lineare. Corodarea se face chimic izotrop, folosind un procedeu cunoscut în domeniu și bine stăpinit în IPRS Băneasa.

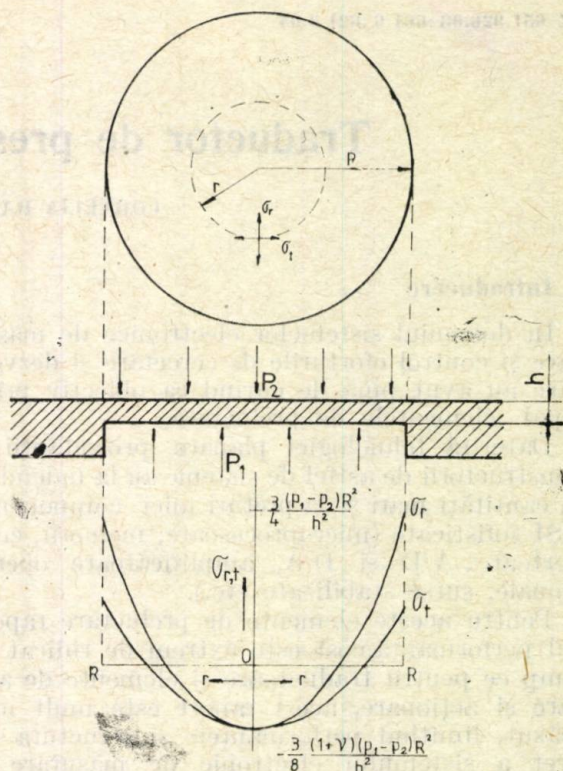
Capsula adoptată pentru montaj este de concepție originală, realizată pe baza unor elemente standardizate și adaptate condițiilor impuse de autor.

Pentru a justifica proiectarea geometriei superficiale a structurii, se va face o foarte sumară prezentare teoretică a efectului piezorezistiv și a distribuției efortului într-o diafragmă circulară fixată la margini, care este ușor flexată de presiunea aplicată uniform asupra ei. Pentru deformății care sînt mult mai mici decît grosimea diafragmei, efortul tangențial și radial ce apare în planul diafragmei are distribuția ilustrată în figura 2.

Relațiile 1 și 2 ilustrează matematic dependența acestor eforturi de dimensiunile geometrice ale diafragmei, de materialul din care este confecționată diafragma cît și de presiunea relativă aplicată asupra ei.

$$\sigma_r = \frac{3(p_1 - p_2)R^2}{8h^2} \left[(3 + \nu) \frac{r^2}{R^2} - (1 + \nu) \right] \quad (1)$$

$$\sigma_t = \frac{3(p_1 - p_2)R^2}{8h^2} \left[(1 + 3\nu) \frac{r^2}{R^2} - (1 + \nu) \right] \quad (2)$$

Fig. 2. Distribuția componentelor tangențiale σ_t și radiale σ_r ale efortului în diafragma circulară încadrată.

Mărimile p_1 , p_2 , R , r , h sînt definite în figura 2. ν este coeficientul lui Poisson.

Efectul piezorezistiv în tensometrul difuzat în diafragma de siliciu monocristalin poate fi descris de expresia generală:

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = (\pi_{\parallel} \sigma_{\parallel} + \pi_{\perp} \sigma_{\perp}) \quad (3)$$

unde:

$\frac{\Delta \rho}{\rho}$ — este variația relativă a rezistivității tensometrului, pe direcția curentului electric ce parcurge tensometrul paralel cu axa lui longitudinală;

$\sigma_{\parallel}$ și $\sigma_{\perp}$ sînt componentele efortului în diafragmă, paralel cu axa longitudinală a tensometrului, respectiv perpendicular pe ea;

$\pi_{\parallel}$ și $\pi_{\perp}$ sînt coeficienții piezorezistivi longitudinal, respectiv perpendicular. Acești coeficienți pot fi exprimați în funcție de coeficienții piezorezistivi fundamentali ai siliciului și de factori geometrici de orientare a eforturilor $\sigma_{\parallel}$ și $\sigma_{\perp}$ față de axele cristalografice ale diafragmei de siliciu [4].

În cazul structurii proiectate, cu diafragmă paralelă cu planul (111) al siliciului, relația (3) este particularizată, devenind:

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = \frac{1}{2} \pi_{44} \left(\sigma_{\parallel} - \frac{1}{3} \sigma_{\perp} \right), \quad (4)$$

unde :

π_{44} este coeficientul piezoelectric fundamental.

Numeroase materiale de specialitate prezintă pentru tensometrele difuzate în siliciu, dependența coeficientului piezoelectric fundamental π_{44} de temperatură, de concentrația impurităților la suprafață, de tipul siliciului P sau N [5, 6].

Pentru traductorul de presiune integrat s-a găsit o soluție optimă de proiectare și realizare tehnologică a tensometrelor care îmbunătățește linearitatea răspunsului tensometrului, reduce efectul temperaturii asupra rezistivității lui și în același timp nu îi micșorează catastrofal sensibilitatea. Această soluție constă în adoptarea tensometrului din siliciu de tip P , iar concentrația de impurități la suprafață aproximativ egală cu $2 \cdot 10^{18}/\text{cm}^3$ [6, 7, 8]. Se cunoaște că datele prezentate mai sus corespund procesului tehnologic standardizat de „difuzia bazei” tranzistoarelor circuitelor integrate lineare și ca urmare, pentru construcția punții tensometrice integrate autorul a utilizat aceeași etapă tehnologică.

Relația (4) reprezintă efectul piezorezistiv în tensometre difuzate în diafragme de siliciu paralele cu planul cristalografic (111) și arată independența acestui efect de orientarea tensometrelor în diafragmă. Avantajul tehnologic al acestei izotropii este că erorile de aliniere ale tensometrelor nu afectează zeroul și sensibilitatea traductorului.

Alegerea liberă a poziției tensometrelor în diafragmă a dat posibilitate autorului să le plaseze în așa fel, încât legate într-un circuit electric de tip punte Wheatstone, să beneficieze de avantajele aduse de acest tip de circuit.

Această configurație a ținut cont de distribuția eforturilor în diafragma circulară (fig. 2). Variația rezistenței tensometrelor din brațe opuse S_1, S_3 trebuie să fie egală și de semn contrar cu variația rezistenței tensometrelor din celelalte două brațe opuse S_2, S_4 , încât să crească sensibilitatea punții la efectul deformației. Pentru aceasta s-au plasat tensometrele S_1, S_3 simetric, radial, la marginea diafragmei, iar tensometrele S_2, S_4 simetric, tangențial, la centrul diafragmei (fig. 3). Cele patru rezistențe sînt proiectate să fie identice și să formeze un continuu de strat difuzat, eliminîndu-se efectele parazite introduse de rezistența joncțiunii formate de siliciu cu aluminiu.

Perfecta simetrie a punții, face ca efortul inițial la presiune zero să fie extrem de mic și să fie redus pe cît posibil efectul variației temperaturii și al variației sursei de alimentare.

Pe aceeași structură se află și un tranzistor senzor de temperatură, necesar pentru calificarea în funcție de temperatură a traductorului de presiune.

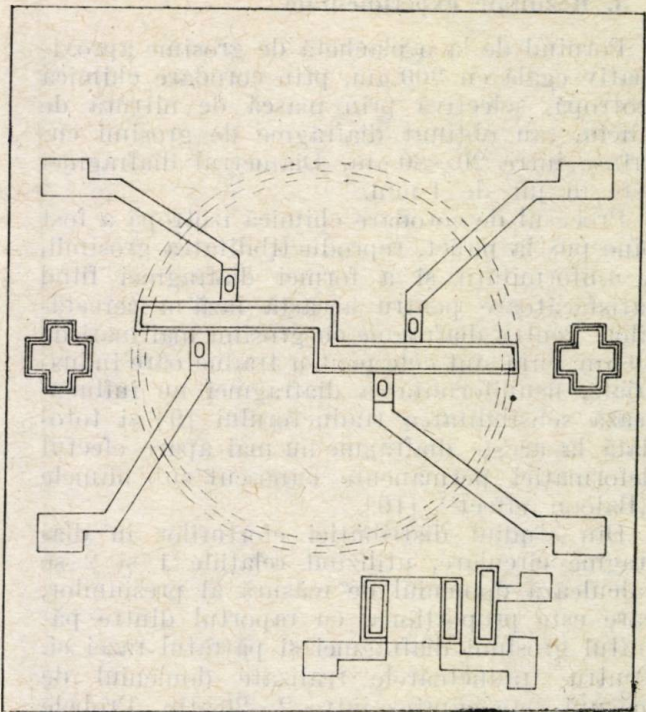


Fig. 3. Geometria superficială a structurii traductorului de presiune integrat pe siliciu.

2. Probleme tehnologice

Problema deosebită în proiectarea și realizarea acestui flux de fabricație este de a îmbina corect etapele tehnologice standardizate pentru alte tipuri de circuite integrate, cu cele specifice senzorilor de presiune. Din tehnologia tipică pentru circuite integrate lineare s-au folosit procesele de epitaxie, difuzie a bazei necesară pentru difuzia tensometrelor cît și a bazei tranzistorului senzor de temperatură, difuzie a emitorului tranzistorului senzor de temperatură, realizare de contacte și interconexiuni. Operațiile specifice pentru realizarea structurii traductorului de presiune au fost: depunerea de nitrură de siliciu ($\text{Si}_3\text{N}_4 - \text{SiO}_2 - \text{Si}_3\text{N}_4$) pe fața plachetei care nu conține circuitul, gravura diafragmei circulare pe fața acoperită cu nitrură de siliciu, depunerea de bitum pe fața plachetei ce conține circuitul pentru a-l proteja în timpul corodării puternice a siliciului, corodarea chimică izotropă prin masca de nitrură de siliciu pentru a obține diafragma.

Montajul se face pe capsula cu baza metalică prin lipire cu rășină epoxidică polimerizată.

Testarea lipirii structurii și a etanșeității capsulei se face la presiunea de 6 atm.

Setul de măști conține 8 măști în parametrii specifici circuitelor integrate lineare și 2 măști cu reperele necesare pentru alinierea față-spate a plachetei.

3. Rezultate experimentale

Pornind de la o plachetă de grosime aproximativ egală cu $300\ \mu\text{m}$, prin corodare chimică izotropă, selectivă prin mască de nitrură de siliciu, sau obținut diafragme de grosimi cuprinse între $20\text{--}80\ \mu\text{m}$. Diametrul diafragmei este în jur de $1\ \text{mm}$.

Procesul de corodare chimică izotropă a fost bine pus la punct, reproductibilitatea grosimii, a uniformității și a formei diafragmei fiind satisfăcătoare pentru această fază a cercetărilor. Pentru diafragme cu grosimi mai mari de $10\ \mu\text{m}$, cum sînt cele pentru traductoare industriale, neuniformitatea diafragmei nu influențează sensibilitatea traductorului [9] și totodată la aceste diafragme nu mai apare efectul deformației permanente cunoscut sub numele „Balloon effect” [10].

Din studiul distribuției eforturilor în diafragme circulare, utilizînd relațiile 1 și 2 se calculează domeniul de măsură al presiunilor, care este proporțional cu raportul dintre pătratul grosimii diafragmei și pătratul razei ei. Pentru traductoarele realizate domeniul de măsură este cuprins între $2\text{--}20\ \text{atm}$. Probele funcționale au fost făcute doar pînă la $6\ \text{atm}$.

Circuitul de măsură al traductorului este prezentat în figura 4.

Instalația folosită pentru probe funcționale, precauțiile speciale necesare unei măsurători corecte (fig. 5), precum și modul de măsurare a parametrilor de catalog specifici traductorului de presiune au fost în acord cu indicațiile date de firma National Semiconductor în catalogul pentru traductoare de presiune [11].

Parametrii de calificare urmăriți au fost: sensibilitatea traductorului (S), eroarea de

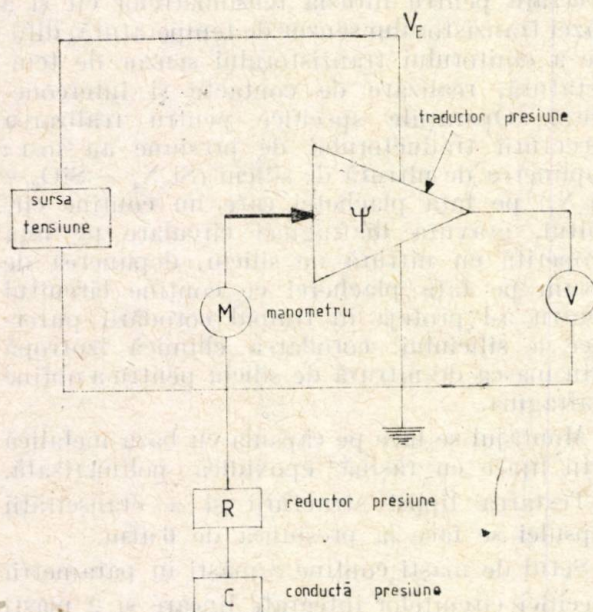


Fig. 4. Schema de principiu a circuitului de măsură a traductorului de presiune integrat.

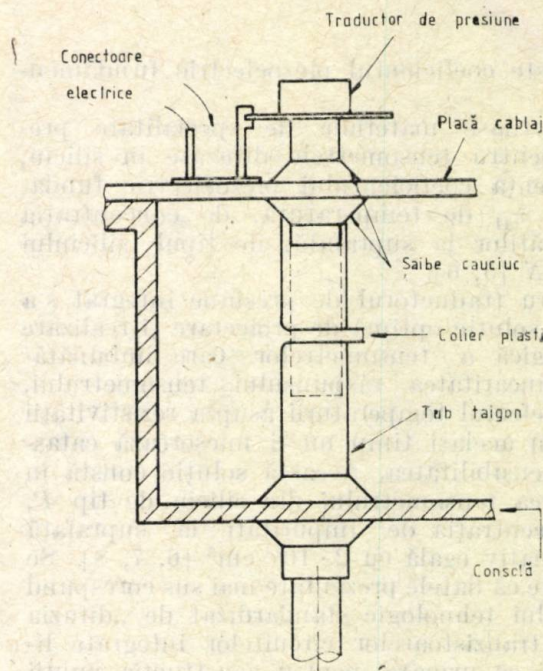


Fig. 5. Montarea în panoul pentru probe a traductorului de presiune.

nelinearitate a sensibilității traductorului (ϵ_{NS}); eroarea de repetabilitate a maximului (ϵ_{RM}), eroarea de repetabilitate a zeroului (ϵ_{RO}); coeficientul de temperatură al zeroului (I_{CO}); coeficientul de temperatură a maximului (T_{CS}); influența tensiunii de alimentare asupra valorii tensiunii de zero.

S-au ridicat grafice detaliate cu ajutorul cărora s-au calculat parametrii de catalog. În continuare sînt prezentate o parte din aceste grafice și valori numerice pentru parametrii calculați. Forma tipică a caracteristicii tensiune-presiune, pe care se calculează sensibilitatea, tensiunea de zero, precum și eroarea de nelinearitate a sensibilității este prezentată în figura 6. Variația tensiunii de zero și variația tensiunii maxime cu temperatura, sînt prezentate în figura 7. Pe aceste grafice s-au calculat parametrii T_{CO} și T_{CS} .

Prin testarea traductoarelor cu diafragme de grosimi cuprinse între $(20\text{--}80\ \mu\text{m})$ s-au obținut valori ale sensibilității cuprinse în domeniul $S = (30\text{--}100\ \mu\text{V/mmHg})$. Eroarea de nelinearitate a sensibilității are valoarea aproximativă $\epsilon_{NS} = 0,2\%$, evaluată din figura 6.

Domeniul tensiunii de zero este cuprins între: $U_{off} = 0,2\text{--}2\ \text{mV}$.

Din graficele prezentate în figura 7 s-au evaluat:

$$T_{CO} = 12\ \text{mmHg}/^\circ\text{C} \quad T_{CS} = 5,5\ \text{mmHg}/^\circ\text{C} \\ (-50 + 20^\circ\text{C}) \quad (-50 + 20^\circ\text{C})$$

$$T_{CO} = 2,5\ \text{mmHg}/^\circ\text{C} \quad T_{CS} = 0,8\ \text{mmHg}/^\circ\text{C} \\ (+20 - 70^\circ\text{C}) \quad (+20 - 70^\circ\text{C})$$

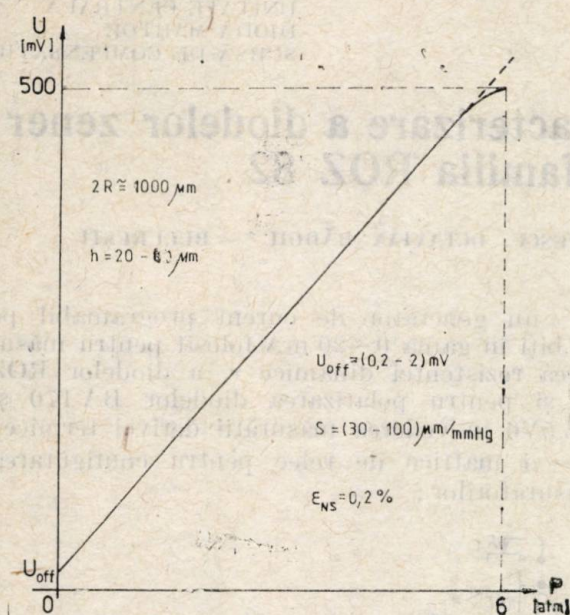


Fig. 6. Forma tipică a caracteristicii tensiune-presiune.

Din măsurătorile asupra repetabilității se estimează eroarea de repetabilitate de ordinul:

$$\varepsilon_{RO} = (0,5 - 1,2) \% \quad \varepsilon_{RM} = (0,6 - 0,9) \%$$

Domeniul tensiunii de alimentare pentru care zeroul variază doar cu 1% din valoarea sa medie, este cuprins între 10–15 V.

Menționez că măsurătorile de durată nu s-au făcut în această fază a cercetărilor.

Parametrii prezentați mai sus se înscriu în domeniul celor comunicați în literatura de specialitate din domeniul traductoarelor de presiune.

4. Concluzii

Rezultatele obținute s-au dovedit încurajatoare și cercetarea în acest domeniu continuă, avînd ca plan îmbunătățirea reproductibilității procesului tehnologic, obținerea unei structuri cu circuite de corecție și prelucrare a semna-

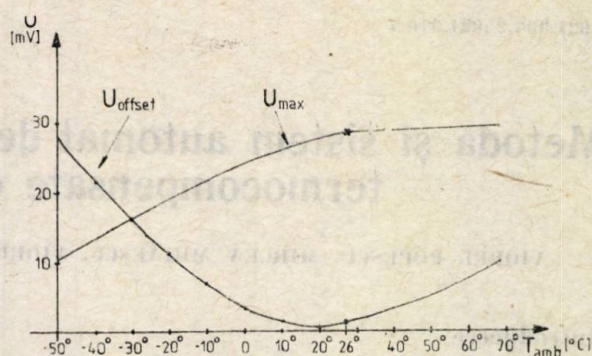


Fig. 7. Variația tensiunii de zero cu temperatura. Variația tensiunii maxime cu temperatura.

lului dat de traductor. Perfecționarea traductorului se face în acord cu cerințele beneficiarilor din industrie.

Bibliografie

- [1] Kuo, W. H., Fung, C. D. „Sensors and Actuators”, 2, 1981, p. 239.
- [2] Bodea, M. „Traductoare integrate”, Comunicare la Conferința Anuală de Semiconductoare CAS/85.
- [3] Contract de cercetare științifică IPB-IPRS Băneasa 17-1-8/4-X1.1981.
- [4] Pfann, W., Thurston, R. N. „Semiconducting stress transducers utilizing the transverse and shear piezoresistance effects” J. Appl. Phys. 32, 2008–2019, 1931.
- [5] Tufte, O. N., Stelzer, E. L. „Piezoresistive properties of silicon diffused layers”, J. Appl. Phys. 34, 313–318, 1963.
- [6] Bretsch, J. „A silicon integrated strain-gauge transducers with high linearity”, IEEE Trans. Electron Devices, Ed. 23, 1976, 59–61.
- [7] Mitsuo Ai, Koh Soeno ș.a. „Cantilever type displacement sensor using diffused silicon strain gauges”, Sensors and Actuators, 2, 1982, 297–307.
- [8] Yamada, K., Nishihara, M. ș.a. „Nonlinearity of the piezoresistance effect of p type silicon diffused layers”, IEEE Trans. on Electron. Dev. Ed. 29, No. 1, 1982.
- [9] Clark, Wise. „Pressure sensitivity in thin diaphragm pressure sensors”, IEEE Trans. Electron. Devices vol. 26, No. 12. 1979.
- [10] Tufte, Chapman. Long „Silicon diffused element piezoresistive diaphragms”, J. Appl. Phys. vol. 33, No. 4 3322, 1962.
- [11] National Semiconductor „Pressure transducer handbook”, 1977.

CZ 621.385.2 :621.316.7

UNITATE CENTRALĂ
DIODĂ MARTOR
SURSA DE COMPENSAȚIE

Metodă și sistem automat de caracterizare a diodelor zener termocompensate din familia ROZ 82

VIOREL POPESCU, MIRCEA MIHĂESCU, VIORICA POPESCU, OCTAVIAN BĂDOIU* — BUCUREȘTI

Introducere

Metoda folosită inițial în tehnologia de fabricare și testare a diodelor termocompensate ROZ 82 consta în măsurarea manuală cu ajutorul unei etuve termostatare a derivei termice a diodelor BA 170 și DZ 5V6 și împerecherea de către operatori a diodelor cu derivate termice identice. Aceeași metodă era folosită și pentru testarea finală a diodelor ROZ 82.

Metoda era deosebit de greoaie, de productivitate scăzută, temperatura etuvei trebuind să fie de mai multe ori modificată pe parcursul unei zile de muncă datorită variației temperaturii ambiante în timpul aceleiași zile. În plus precizia și „obiectivitatea” măsurătorii aveau de suferit datorită implicării atenției operatorului în operațiile de măsurare și clasare. Toate aceste dezavantaje sunt înlăturate de sistemul și metoda prezentate în lucrare.

1. Sistemul de măsură

Sistemul de măsură este alcătuit dintr-o unitate centrală cu microprocesor și mai multe posturi de măsură (maximum 6).

Fiecare post de măsură conține un cap de test care permite măsurarea tensiunii diodelor la 2 temperaturi T_A și $T_F = T_A + \Delta T(^{\circ}\text{C})$.

Încălzirea diodelor la T_F se face prin terminalele lor care vin în contact intim pe întreaga lor lungime cu 2 piese ceramice ținute la T_F de sistemul de termostatare al capului.

Indiferent de T_A acest sistem de termostatare a cărui schemă este dată în figura 1 menține intervalul ΔT constant.

Capul de test conține o diodă martor încălzită în aceleași condiții ca și dioda de măsură. Rolul ac stei diode este de a detecta momentul cind temperatura diodei de măsură a ajuns la $T_F = T_A + \Delta T(^{\circ}\text{C})$ în vederea declanșării măsurării la cald. În plus startul de măsură la rece este inhibat pînă cind temperatura diodei martor ajunge la T_A .

Fiecare post de măsură este alcătuit din:

- o sursă de tensiune programabilă pe 12 biți, folosită ca sursă de compensație și pentru polarizarea diodelor ROZ 82 în vederea măsurării curentului rezidual I_R ;

- un generator de curent programabil pe 12 biți în gama 0–20 mA folosit pentru măsurarea rezistenței dinamice r_z a diodelor ROZ 82 și pentru polarizarea diodelor BA 170 și DZ 5V6 în vederea măsurării derivei termice;
- o matrice de relee pentru configurarea măsurătorilor;

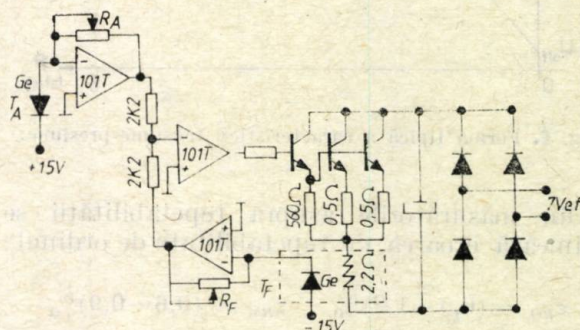


Fig. 1. Sistemul de termostatare al capului de test.

- un circuit de măsură ce poate efectua măsurători diferențiale sau nediferențiale. Tensiunea de la ieșirea sa este proporțională cu curentul sau tensiunea de la intrare în gama 0–10V;

- un convertor A/D de 12 biți cu integrare dublă pantă care convertește răspunsul analogic al circuitului de măsură în informație binară pentru microprocesor;

- un bloc logic ce asigură succesiunea de semnale necesare dialogului cu unitatea centrală;

- un bloc de clasare care indică operatorului clasa din care face parte dioda măsurată.

2. Metoda de măsură a derivei termice

Principiul metodei este ilustrat în figura 2.

În prima fază dioda de măsură este introdusă în capul de test la T_A . După detectarea startului de măsură la rece, unitatea centrală asigură prin program polarizarea corespunzătoare a diodei și îi citește valoarea V_z , (fig. 2 a) programind la această valoare sursa de compensație. La ieșirea circuitului de măsură se obține valoarea (fig. 2 b):

$$V_{01} = -A(V_z - S_c).$$

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice—București.

După primirea semnalului READY de la unitatea centrală care indică că valoarea V_{01} a fost citită și memorată operatorul introduce

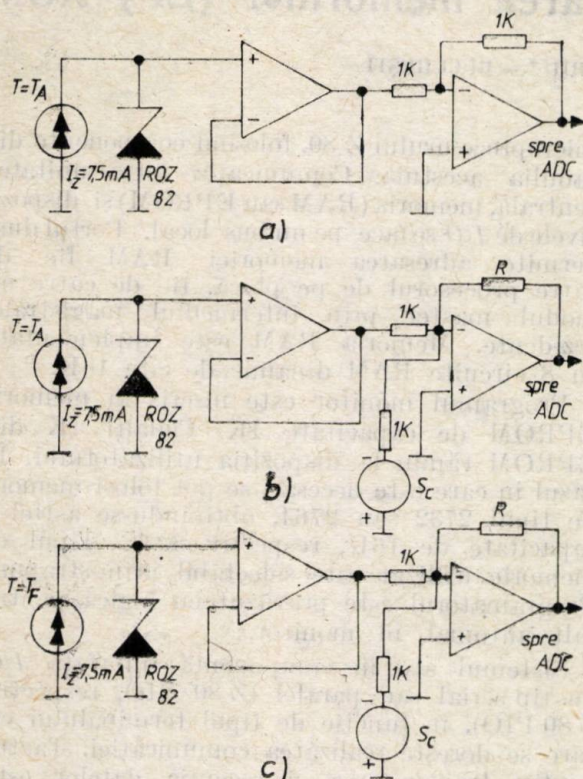


Fig. 2. Principiul metodei de măsură a derivei termice a diodelor.

dioda la încălzit. La atingerea temperaturii T_F blocul logic inițiază semnalul START CALD. În intervalul de temperatură ΔT tensiunea pe diodă a variat cu $\pm \Delta V_z$.

La ieșirea circuitului de măsură se obține acum valoarea (fig. 2c):

$$V_{02} = -A(V_z \pm \Delta V_z - S_c) = -A(V_z - S_c) \mp A\Delta V_z.$$

Unitatea centrală face diferența celor 2 valori și afișează clasa din care face parte dioda

$$V_{02} - V_{01} = \mp A\Delta V_z$$

A reprezintă amplificarea circuitului de măsură (selectabilă în gama 80–600 în funcție de tipul

dioei ce se măsoară). Folosind această metodă cu compensare și amplificare și un ADC de 12 biți se pot măsura cu precizie ridicată derivate de ordinul milivoltilor.

Același principiu de măsură se folosește și pentru măsurarea rezistenței dinamice a diodelor ROZ 82, variația tensiunii diodei datorându-se în acest caz variației curentului de polarizare.

Măsurarea celorlalți parametri ai diodelor Zener termocompensate nu prezintă probleme deosebite motiv pentru care nu insistăm asupra lor.

3. Concluzii

Față de metoda inițială sistemul și metoda de măsură prezentate prezintă următoarele avantaje:

— o precizie ridicată de măsură; spre exemplu în clasarea diodelor ROZ 82, A, B precizia de măsură este 2,7%; în plus folosirea unei unități centrale cu microprocesor elimină complet decizia factorului uman;

— nu mai necesită etuve sau alte sisteme clasice de încălzire, sistemul de încălzire al capului de test fiind foarte simplu cu gabarit redus, ușor de manipulat. În plus nu mai este necesară controlarea și reglarea zilnică a temperaturii, calibrarea odată făcută se păstrează pe intervale foarte mari de timp, variația temperaturii ambiante nemaiprezentând importanță;

— o cadență ridicată de testare. Experimental am constatat că un ciclu de măsură rece-cald durează 20 secunde pentru diodele inițiale și 30 secunde pentru ROZ 82 aceasta însemnând o cadență de 1440 buc/schimb și respectiv 960 buc/schimb pentru un post de măsură. Pentru întregul sistem (6 posturi) s-a obținut o cadență teoretică de 8640 buc. BA 170 sau DZ 5V6/schimb și respectiv 5760 buc/schimb pentru ROZ 82.

Bibliografie

- [1] * * * Microprocesor devices SAB 8080 system Siemens 1976/1977.
- [2] Jerald, G. Graeme. Applications of operational amplifiers, McGraw-Hill Book Company.
- [3] Stere, R., Ristea, I., Bodea M. Tranzistoare cu efect de cimp, Ed. tehnică 1972—București.

CZ 681.3.06

MEMORII (EP) ROM
PROGRAMATOR INTELIGENT

Modul inteligent pentru programarea memoriilor (EP) ROM

LUCA TOIA, AURELIAN OLARIU * — BUCUREȘTI

Introducere

Utilizarea unui modul inteligent pentru programarea memoriilor ROM și EPROM încearcă să rezolve următoarele probleme :

- timp de programare redus (pentru a programa 2K memorie sînt necesare aprox. 100 s);
- evitarea introducerii erorilor în program în timpul copierii acestuia în (EP)ROM;
- verificarea datelor înscrise în (EP)ROM locație cu locație în timpul programării sau a întregului program copiat;
- versatilitate mare (se pot programa memorii de tipul : 2508, 2516, 2532, 2564, 2716, 2732, 2764, 27128, 27256, 4708, 4716, 4732 etc.);

— protejarea circuitului la introducerea sa în soclu prin decuplarea semnalelor și alimen-tărilor ;

— posibilitatea de a comunica cu alte module într-un sistem de dezvoltare cu microproce-soare prin intermediul magistralei multibus.

Modulul este realizat pe o singură placă, format dublueurocard, ceea ce-i asigură com-patibilitatea într-o largă gamă de aplicații.

1. Descriere și funcționare

În figura 1 este prezentată schema bloc a programatorului inteligent de (EP)ROM. Mo-dulul este construit pe o singură placă în jurul

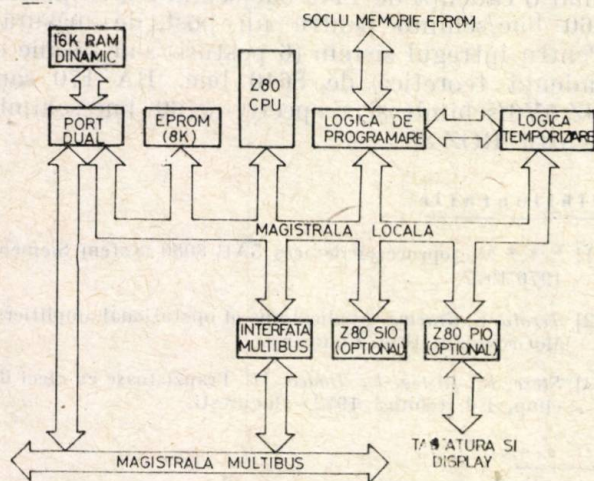


FIG. 1. SCHEMA BLOC A PROGRAMATORULUI INTELIGENT DE MEMORII (EP)ROM

Fig. 1. Schema bloc a programatorului inteligent de memorii (EP)ROM.

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice—București.

microprocesorului Z 80, folosind componente din familia acestuia. Comunicația între unitatea centrală, memoria (RAM sau EPROM) și dispozitivele de I/O se face pe un bus local. Portul dual permite adresarea memoriei RAM fie de către procesorul de pe placă, fie de către un modul master prin intermediul magistralei rezidente. Memoria RAM este implementată cu 8 circuite RAM dinamic de câte 16K.

Programul monitor este înscris în memorie EPROM de capacitate 4K. Ceilalți 4K din EPROM rămân la dispoziția utilizatorului. În cazul în care este necesar, se pot folosi memorii de tipul 2732 sau 2764, obținându-se astfel o capacitate de 16K, respectiv 32 K. Tipul de memorie utilizat este selectabil prin ștrapuri. Programatorul este prevăzut cu logică pentru salt automat în monitor.

Sistemul are în componență interfață I/O de tip serial sau paralel (Z 80 SIO, respectiv Z 80 PIO), în funcție de tipul terminalului cu care se dorește realizarea comunicației. Tactul pentru transmiterea și recepția datelor este furnizat de un numărător programabil Z 80 CTC.

Logica de selecție a circuitului ce urmează a fi programat este prezentată în figura 2. Multe semnale ce ajung pe soclu sînt comune pentru toate tipurile de memorie ce se programează ceea ce ușurează selectarea acestora. Selecția se face cu ajutorul a două latchuri care rețin cuvîntul ce conține toate datele privitoare la tipul memoriei și modul de lucru cu aceasta, programare sau verificare. Latchurile sînt adresate ca dispozitive de I/O și comandă relele R1—R7 și amplificatoarele de tipul 74125. Tot ca dispozitiv I/O este adresată și bascula de tip D care comandă închiderea releelor R8 și R9 după introducerea memoriei în soclu. Aceeași basculă generează semnalul OE pentru latchurile care memorează adresele și datele care ajung pe soclu. Se realizează astfel o decuplare totală a soclului atît timp cît nu este introdus circuitul de programat.

La inițializarea operației, se introduce ca date în memoria sistemului tipul memoriei utilizate, modul de lucru (programare sau verificare), adresa de început și adresa de sfîrșit a programului sursă, adresa inițială pentru scrierea sau verificarea datelor. Se poate comanda acum cuplarea semnalelor pe soclu și conform programului din monitor se efectuează programarea.

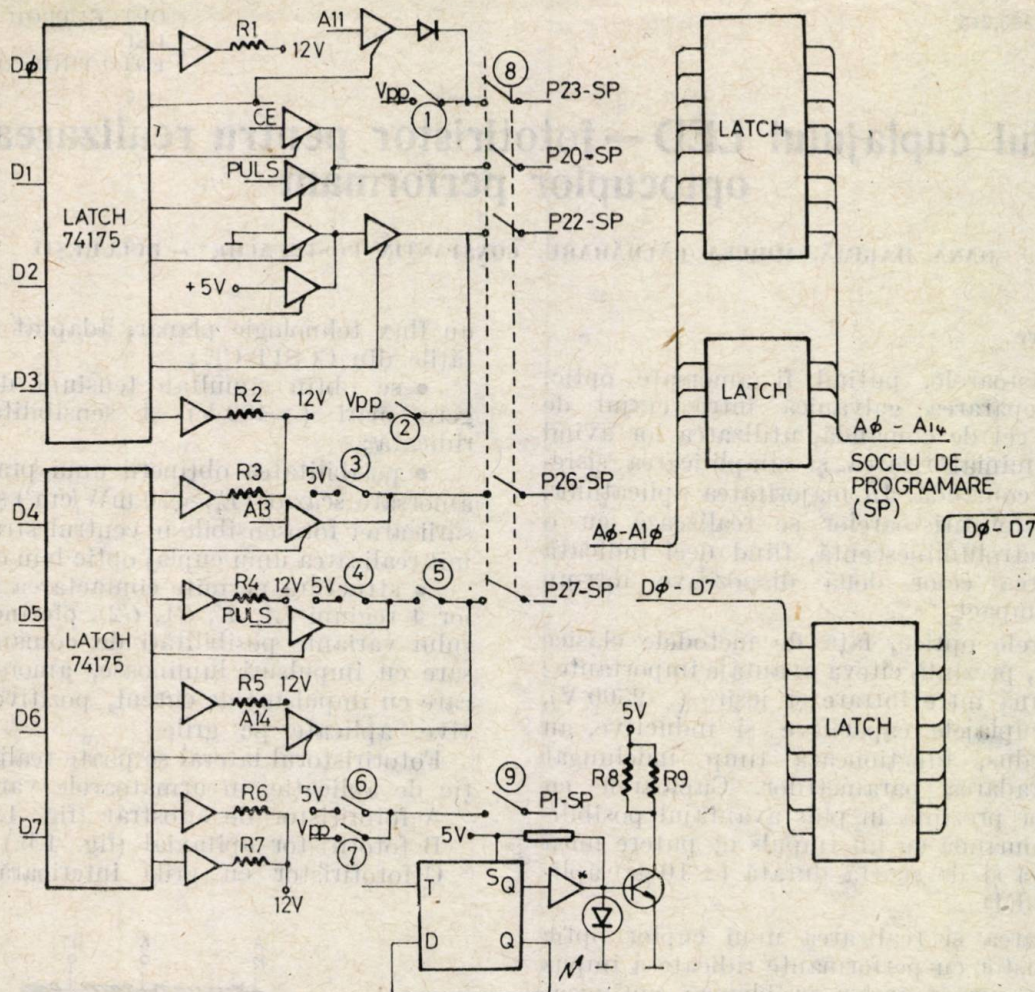


Fig. 2. Schema de selectare a circuitului (EPROM) de programat.

Selectarea circuitului de programat se face ca o zonă de memorie prin decodarea adreselor AB14 și AB15.

Modulul programator este construit astfel încât să permită programarea mai multor tipuri de memorii atât ROM cât și EPROM. Tensiunea de programare poate lua valori între 5V și 26V, în funcție de tipul memoriei, motiv pentru care s-a construit o sursă comandabilă prin program.

Sursa este construită cu convertorul D/A DAC 08 și un stabilizator $\beta A 723$. Convertorul conferă o rezoluție de 8 biți și viteză de lucru mare. Intrarea de referință a sa este conectată la referința stabilizatorului astfel încât să se asigure prin circuitul de intrare un curent de 2 mA. Curentul maxim de ieșire este

$$255/256 \times I_{REF}$$

În funcție de cuvântul înscris la intrarea convertorului, curentul de ieșire este o fracțiune din I_{REF} . Acest curent este „tras” dintr-o sursă de 30 V prin intermediul unui tranzistor, deter-

minind astfel un potențial reglabil pe rezistența de ieșire. Tranzistorul realizează o amplificare pentru a asigura un curent de 200 mA necesar la programarea memoriilor ROM.

Pentru obținerea formelor de undă necesare (pulsuri de programare) se utilizează un timer programabil de tipul Z 80 CTC.

La terminarea programării se efectuează verificarea. Dacă operația nu s-a efectuat corect, se generează un mesaj de eroare.

2. Concluzii

Modulul poate constitui un programator autonom sau poate fi folosit ca programator într-un sistem de dezvoltare pentru microprocesoare. Acest lucru este permis de compatibilitatea modulului cu magistrala multibus.

Bibliografie

- [1] Olariu, A. „Dual Port RAM Controller”, Lucrările CAS — 1984, p. 357.
- [2] Z 80 User's Manual, Zilog Corp.
- [3] Memory Components Handbook, Intel, 1983.

CZ 621.319 :535.215

OPTOCUPLOR
LED
FOTO TIRISTOR LATERAL

Studiul cuplajului LED — fototiristor pentru realizarea unui optocuplor performant

DANA HAGIMĂ, MIRCEA CĂLDĂRARU, CONSTANTIN POSTOLACHE* — BUCUREȘTI

Introducere

Fototiristoarele, putînd fi amorate optic, permit separarea galvanică între etajul de putere și cel de comandă, utilizarea lor avînd ca efect miniaturizarea și simplificarea sistemelor de comandă. În majoritatea aplicațiilor, comanda fototiristoarelor se realizează cu o diodă electroluminescentă, fiind deci indicată încapsularea celor două dispozitive într-un modul compact.

Cuploarele optice, față de metodele clasice de izolare, prezintă cîteva avantaje importante: izolare bună între intrare și ieșire (>2500 V), elimină cuplajele capacitive și inductive, au volum redus, funcționează timp îndelungat fără degradarea parametrilor. Cuploarele cu fototiristor prezintă în plus avantajul posibilității de comandă cu un impuls de putere mică (<10 mW) și de scurtă durată (≈ 10 μ s) aplicate pe LED.

Proiectarea și realizarea unui cuplor optic cu fototiristor cu performanțe ridicate a impus rezolvarea următoarelor probleme: optimizarea structurii de fototiristor pentru a obține sensibilitate optică și tensiuni de străpungere ridicate și a permite cuplajul eficient cu LED-ul; realizarea unui cuplaj optic bun cu LED-ul printr-o metodă de încapsulare corespunzătoare. Metodele de îmbunătățire a performanțelor optice nu trebuie să afecteze performanțele electrice (tensiunile maxime de lucru, tensiunea de izolare intrare-ieșire). Cuplul optic LED-fototiristor a fost experimentat în mai multe variante. Varianta adoptată pentru a fi introdusă în fabricație are performanțe similare cu ale cuploarelor produse de GENERAL INSTRUMENT, GENERAL ELECTRIC.

1. Structură de fototiristor optimizată pentru cuplul optic

Din analiza tipurilor de fototiristoare a rezultat că optimă pentru includerea în cuplul varianta de fototiristor lateral (fig. 1), datorită următoarelor avantaje:

- performanțele optice și electrice cerute se pot obține cu o reproductibilitate bună utilizînd

un flux tehnologic planar, adaptat la posibilitățile din CCSIT-CE;

- se obțin simultan tensiuni de străpungere mari (>400 V) și sensibilitate optică ridicată;

- posibilitatea obținerii unui prag optic de amorare scăzut ($E_{ct} < 10$ mW/cm²) și a amplasării ariei fotosensibile în centrul structurii permit realizarea unui cuplaj optic bun cu LED-ul;

- structura permite contactarea tuturor celor 4 regiuni (A, K, G₁, G₂), oferind utilizatorului variante posibilități de comandă: amorare cu impulsuri luminoase, amorare și blocare cu impulsuri de curent, pozitive sau negative, aplicate pe grile;

Fototiristorul lateral se poate realiza în funcție de aplicație, în următoarele variante:

A fototiristor de substrat (fig. 1.a.)

B fototiristor epitaxial (fig. 1.b.)

C fototiristor cu grilă interioară (fig. 1).

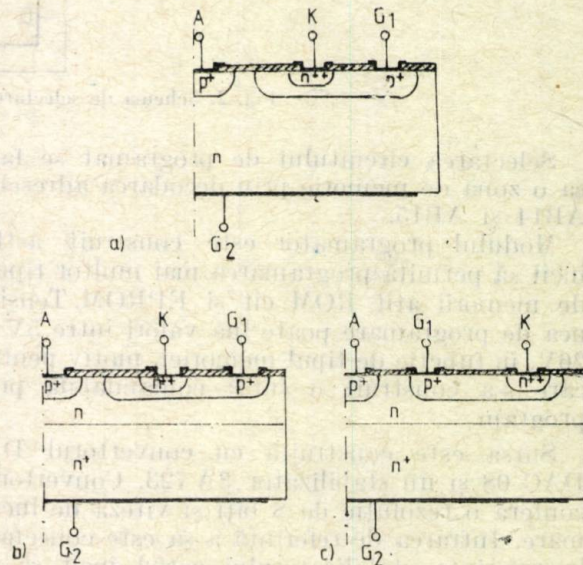


Fig. 1. Tipuri de fototiristoare: a) de substrat; b) epitaxial; c) cu grilă interioară.

Varianta A este indicată pentru aplicațiile de curent mare, deoarece sarcina injectată în baza n este uniform distribuită în întregul substrat, nivelele mari de injecție atingîndu-se la curenți mari. Curentul de vîrf admis pentru fototiristorul de tip C este mai mic decît pentru cele de tip A sau B, datorită distribuției neuni-

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice—București.

forme sub cei doi emitori a sarcinii stocate sub baza n și datorită amplasării contactului de grilă în zona de curent mare; avantajul varianței C este acela că permite comutarea inversă prin comandă pe grilă datorită geometriei. Fototiristorul de tip B are performanțe intermediare între A și C [1]. Din punct de vedere al sensibilității optice este de preferat o bază n de rezistivitate și grosime mari ($\rho \geq 100 \Omega \text{ cm}$, $x_n = 200 \mu\text{m}$) [2]. Deoarece s-a urmărit obținere a unui fototiristor de curent de vîrf $I_T > 1 \text{ A}$ și cu sensibilitate optică ridicată s-a adoptat varianta A .

S-a realizat o primă variantă de fototiristor de tip A cu sensibilitate ridicată ($E_{eT} < 10 \text{ mW/cm}^2$), dar cu tensiuni maxime de 100 V . Pentru a crește tensiunile maxime de lucru am proiectat o nouă variantă de fototiristor lateral de substrat cu inele de gardă (fig. 2). Juncțiunea optic activă $G1-G2$ s-a realizat printr-o difuzie superficială ($x_{jp+} = 2,5 \div 3 \mu\text{m}$), care asigură o sensibilitate optică ridicată ($R_{pp} \geq 0,4 \text{ A/W}$ la $\lambda = 0,9 \mu\text{m}$) iar anodul și inelul de gardă al juncțiunii $G1-G2$ prin difuzii simultane adinci ($x_{jp} = 7 \div 8 \mu\text{m}$), pentru creșterea tensiunilor de străpungere peste 400 V . În scopul optimizării cuplajului optic cu surse de radiații punctiforme fără a afecta celelalte performanțe, regiunea optic activă se plasează în centru. În acest caz tranzistorul pnp lateral ($G1-G2$) are o geometrie neuzuală (emitorul înconjoară colectorul). O relație aproximativă pentru factorul de amplificare al tranzistorului pnp cu geometria aleasă (fig. 2). este [4]:

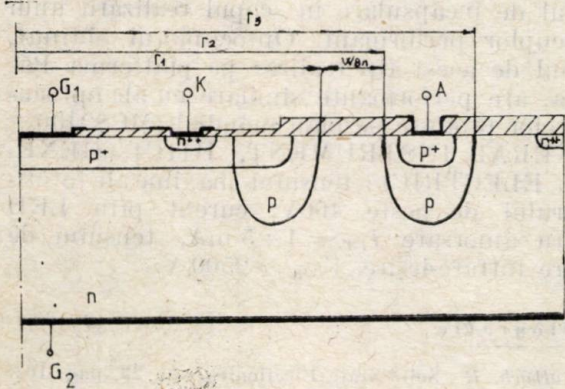


Fig. 2. Structură de fototiristor lateral de substrat de tensiune înaltă.

$$\beta_{pnp} = \frac{2r_2x_{jp}}{2r_3x_{jp} + (r_3^2 - r_2^2)} \times \frac{L_p}{W_{Bn}}$$

unde: r_2, r_3, W_{Bn} — dimensiunile geometrice conform figurii 2

x_{jp} — adîncimea juncțiunilor $p-n$

L_p — lungimea de difuzie a golurilor în baza n .

Optimizarea valorii lui β_{pnp} în funcție de parametrii x_{jp}, r_2, r_3, W_{Bn} trebuie corelată cu optimizarea tensiunilor de lucru și a sensibilității optice.

Din analiza parametrilor optoelectronici ai fototiristorului și din experiența tehnologică rezultată din realizarea altor dispozitive optoelectronice [2], [3], [5] au rezultat următorii parametri tehnologici și geometrice ai structurii:

— substrat de tip n cu $\rho = 100 \Omega \text{ cm}$ pentru a obține simultan sensibilitate optică și tensiuni de străpungere ridicate;

— difuzie p pentru anod și inel de gardă cu $x_{jp} = 7 \div 8 \mu\text{m}$ pentru a asigura tensiuni de străpungere de volum de peste 400 V ;

— difuzie p^+ pentru $G1$ cu $x_j = 2,8 \mu\text{m}$ și $N_{B0} = 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ pentru sensibilitate optică ridicată la $\lambda = 0,6 \div 0,95 \mu\text{m}$;

— difuzie n^+ pentru catod și inel de stopare cu parametrii $x_j = 1,8 \mu\text{m}$ ($W_{Bp} \approx 1 \mu\text{m}$) și $N_{E0} > 10^{21} \text{ cm}^{-3}$ care asigură $\beta_{npn} > 50$ și evită străpungerea prin pătrunderea bazei;

— dimensiuni geometrice (fig. 2.): $r_1 = 420 \mu\text{m}$, $r_2 = 452 \mu\text{m}$, $W_{Bn} = 132 \mu\text{m}$, $r_3 = 572 \mu\text{m}$ care asigură tensiuni de străpungere prin atingere de peste 400 V și $\beta_{pnp} > 1/\beta_{npn}$.

2. Optimizarea cuplajului LED-fototiristor

Parametrul de cuplaj cel mai important, curentul prin LED pentru amorsare — I_{FT} , este determinat de: compatibilitatea dintre caracteristicile spectrale ale celor două dispozitive, de intensitatea radiantă a LED-ului (I_e), de distanța dintre cele două dispozitive (d) și de iradianța minimă pentru amorsarea fototiristorului (E_{eT}). Pentru amorsare trebuie îndeplinită condiția:

$$E_{eT} \ll I_e/d^2.$$

Pentru studiul cuplajului LED-fototiristor, cele două structuri s-au montat pe ambaze și apoi s-au introdus într-un modul. Astfel s-au putut măsura parametrii celor două structuri separat (I_e , E_{eT} , caracteristicile spectrale) și apoi parametri de cuplaj. Caracteristica spectrală a fototiristorului (fig. 3) arată că pentru amorsare se poate utiliza atât un LED roșu ($\lambda_{p(R)} = 665 \text{ nm}$), cît și un LED-IR ($\lambda_{p(IR)} = 850 \text{ nm}$), fiind totuși preferat LED-ul IR ($I_{FT(R)} \approx 1,6 I_{FT(IR)}$).

Intensitatea radiantă a LED-ului depinde de curentul injectat $I_F(I_e \sim I_F)$, iar pragul optic de amorsare al fototiristorului, E_{eT} , de rezistența grilă-catod, R_{G1K} și de curenții injectați în grile (I_{G1} , I_{G2}) [2] astfel încît valoarea curentului I_{FT} va depinde de R_{G1K} , I_{G1} , I_{G2} . Măsurătorile efectuate pe dispozitivele

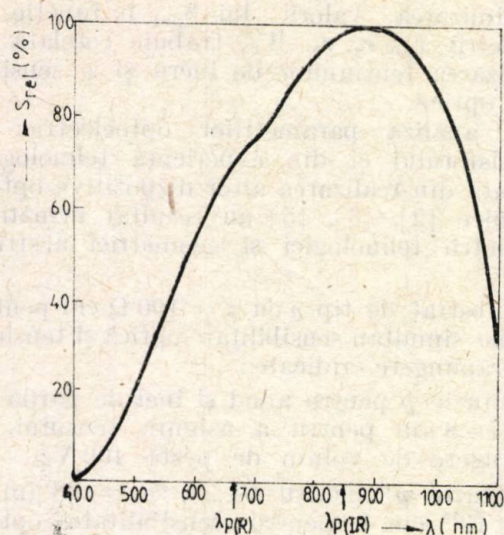
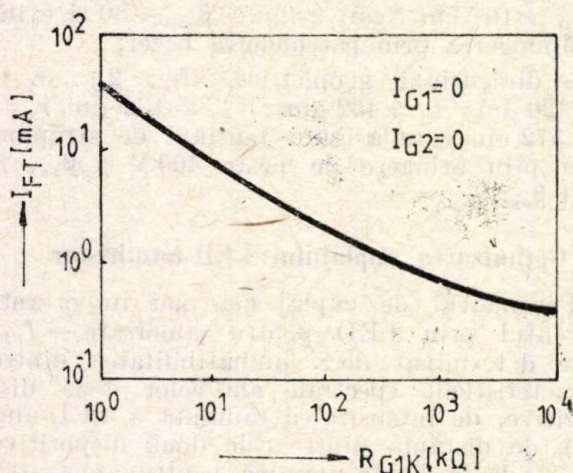


Fig. 3. Caracteristica spectrală a fototiristorului.

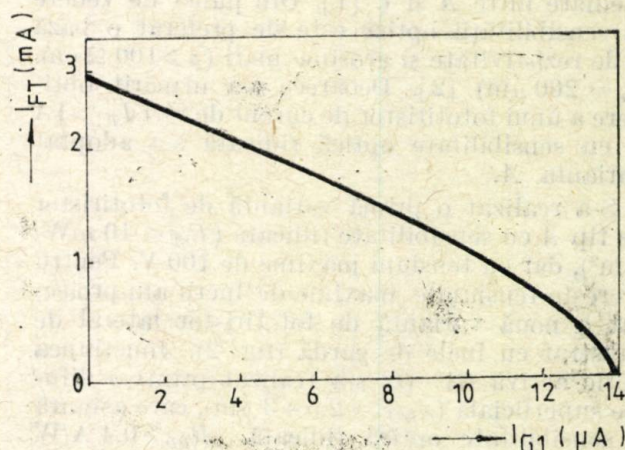
Fig. 4. Variația curentului prin LED pentru amorsare, I_{FT} în funcție de valoarea rezistenței R_{G1K} .

încapsulate în modul arată că I_{FT} depinde și de parametrii constructivi: centrajul structurilor pe ambază sau grilă, alinierea structurilor, distanța dintre ele.

Din punct de vedere al optimizării cuplajului, varianta de încapsulare cea mai indicată este cea în mini-DIP deoarece rezolvă problema centrajului și alinierii și asigură o distanță mică între structuri (1,50 mm). Încapsularea fototiristorului în această variantă ridică probleme suplimentare deoarece fototiristorul necesită o bună disipație de putere, are o arie relativ mare ($1,9 \times 1,9 \text{ mm}^2$) datorită gărzilor impuse de tensiunile de lucru, necesită grile cu 4 terminale, implicând deci utilizarea unor ma-

trite și grile diferite de cele folosite la celelalte cuploare.

Deoarece pentru varianta de încapsulare în mini-DIP parametrii constructivi nu variază de la un dispozitiv la altul s-au putut determina dependențele $I_{FT}(R_{G1K})$ și $I_{FT}(I_{G1})$ (fig. 4, 5).

Fig. 5. Variația curentului prin LED pentru amorsare, I_{FT} , în funcție de valoarea curentului I_{G1} .

Pentru obținerea unei tensiuni de izolare electrică ridicate ($>2500 \text{ V}$) fără a afecta cuplajul optic s-a utilizat cauciuc siliconic Sylgard care are o bună transparență optică și o rigiditate dielectrică ridicată (20 kV/mm).

3. Concluzii

S-a optimizat structura de fototiristor și modul de încapsulare în scopul realizării unui optocuplor performant. Optocuplorul obținut, primul de acest tip realizat pe platforma Băneasa, are performanțe similare cu ale optocuploarelor produse pe plan mondial (MCS2400—GENERAL INSTRUMENT, H11C4—GENERAL ELECTRIC): tensiuni maxime ale fototiristorului de peste 400V, curent prin LED pentru amorsare $I_{FT} = 1 \div 5 \text{ mA}$, tensiuni de izolare intrare-ieșire $V_{i-o} > 2500 \text{ V}$.

Bibliografie

- [1] Aulbach, R. Solid-State Electronics, vol. 22, pag. 163.
- [2] Postolache, C., Căldăraru, M., Hagimă, D., Budianu, E. Lucrările CAS 1985, pag. 143.
- [3] Hagimă, D., Căldăraru, M., Budianu, E., Postolache, C. Lucrările CAS 1985, pag. 493.
- [4] Lindmayer, J., Shneider, W. Solid-State Electronics, vol. 10, pag. 225.
- [5] Budianu, E., Purica, M., Arie, M. — EEA Automatica și Electronica nr. 1, martie 1983, pag. 29.

CZ 621.794.6

GaAs
OXIDARE ANODICĂ UMEDĂ
GLICOL

Tehnici de obținere a oxizilor nativi de GaAs

CECILIA PODARU, IRINA KLEPȘ, MARIAN BĂDILĂ* — BUCUREȘTI

Introducere

Procedeul clasic de oxidare termică nu poate fi folosit la GaAs deoarece prin această metodă se obțin oxizi de GaAs sărați în As atât la interfață cit și în volum.

Din acest motiv s-a recurs la obținerea oxizilor nativi de GaAs prin alte metode de oxidare :

- oxidare anodică în plasmă ;
- oxidare anodică umedă ;
- oxidare fotochimică (prin corodare în soluții de HF și fotoiradiere sau cu lumină UV în atmosferă de N₂O) [1,2].

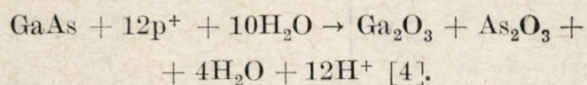
Oxizii nativi obținuți prin aceste metode nu sînt în concordanță cu diagrama de faze, dar în urma tratamentului la temperatura de 600°C, își îmbunătățesc calitățile electrice prin aducerea ionilor în poziția de echilibru.

Chiar la temperatura camerei oxizii nativi absorb molecule din solvenții organici și din această cauză prezintă fenomenul de polarizare electrică internă. Aceasta se elimină prin simpla spălare cu apă deionizată sau printr-un tratament termic la temperatură joasă (70–100°C) [3].

Lucrarea prezintă un studiu teoretic și experimental al tehnicilor de realizare a oxizilor nativi de GaAs prin procedeul de oxidare anodică umedă.

Procesul de oxidare anodică umedă este un proces ionic la care conducția se face prin goluri. GaAs tip *p* se anodizează datorită numărului mare de goluri la temperatura camerei. La GaAs tip *n* pentru a obține un oxid uniform, în stratul de sarcină spațială trebuie create perechi de electroni-goluri prin unul din mecanismele : generare termică, fotoexcitație, multiplicare în avalanșă, generare de purtători minoritari.

Prin aplicarea unui cîmp electric, la interfețența oxid-electrolit Ga se oxidează în Ga⁺ și Ga³⁺ și As în As³⁺ conform reacției :



Soluțiile de anodizare sînt compuse din :
— apă cu rol de oxidant ;

- orice acid, bază sau sare pentru realizarea conductibilității ionice a electrolitului ;
- glicol sau alcool polihidric pentru a micșora dizolvarea oxidului.

1. Realizare experimentală

Primele încercări de oxidare anodică au fost făcute în soluții apoase de apă oxigenată (ASA) cu diverși acizi (H₂SO₄, H₂PO₄) cu următoarele inconveniente :

- procesul este instabil ;
- oxidul crescut este impur ;
- pierderi de curent în oxid mari (10⁻⁵ — 10⁻⁶ A/cm²) ;
- grosimea oxidului este limitată la 3000 Å.

Prin adăugarea unei cantități de glicol în sistemul ASA s-a obținut sistemul AGA (anodizare în soluții apoase de glicol), la care densitatea de curent limită și rata de dizolvare a oxidului sînt reduse.

Celula de oxidare anodică este prezentată în figura 1.

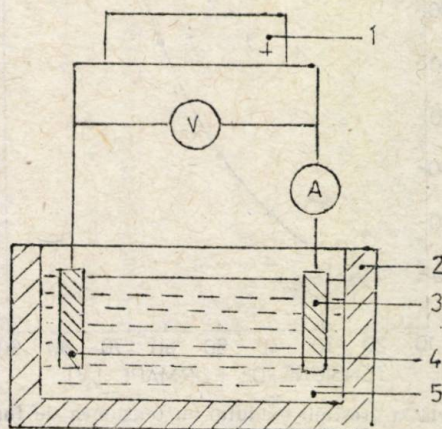


Fig. 1. Secțiunea transversală prin celula de oxidare anodică : (1)—sursă de curent constant ; (2)—celula de anodizare ; (3)—placheta de siliciu ; (4)—catod de platină ; (5)—electrolit.

Experimentările s-au făcut pe substrat de GaAs tip *n* (100), de rezistivitate 1 Ωcm.

Plachetele au fost curățate chimic cu amestec de solvenți, soluție NH₄OH și soluție HCl.

Întrucât plachetele de GaAs de care am dispus nu au avut rezistivitate mare încît să apară fenomene de distribuție a curentului, oxidarea anodică s-a efectuat fără metal depus pe spațiile plachetei.

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București

PH-soluției de acid tartric 3% a fost ajustat cu NH_4OH la valoarea 6 și apoi s-a adăugat etilenglicol.

Densitatea de curent a fost de 1 mA/cm^2 .

Oxizii anodici s-au compactizat prin tratamente termice la temperaturi între $400\text{--}600^\circ\text{C}$ în atmosfera de H_2 , $\text{N}_2 + 10\%\text{H}_2$ și H_2 .

Oxizii nativi de GaAs, compacizați la temperaturi mai mari de 400°C au constituit strat atenuator pentru difuzia de zinc (grosime oxid $800\text{--}1300 \text{ \AA}$). Oxizii cu grosime mai mare de $1300 \text{ \AA}$ constituie masca pentru difuzia de zinc, sau strat pasivant.

2. Rezultate și discuții

Dintre sistemele folosite, sistemul AGA este extrem de stabil și reproductibil. Oxizii obținuți sînt uniformi, prezintă luciu și nu-și modifică compoziția și proprietățile în timp.

Grosimea oxizilor a fost măsurată elipsometric la o lungime de undă de 569 nm .

În figura 2 este prezentată variația grosimii oxidului cu tensiunea de formare.

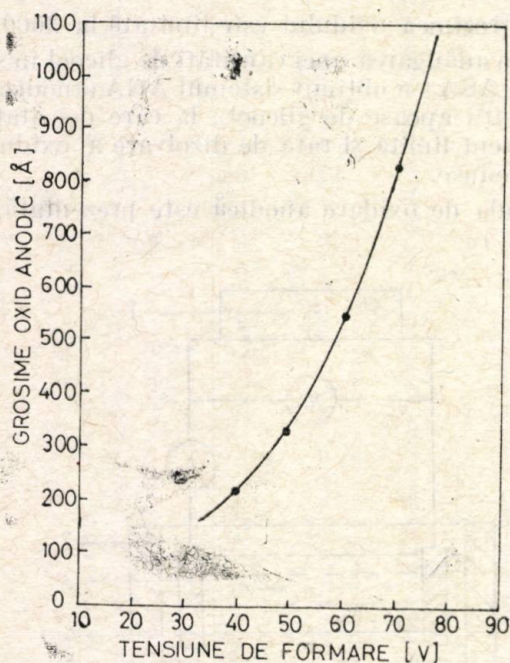


Fig. 2. Variația grosimii oxidului cu tensiunea de formare.

S-a constatat că oxizii obținuți la tensiuni mici (100 V) sînt lucioși, uniformi și fără defecte. La tensiuni de formare mai mari de $100\text{--}150 \text{ V}$, oxizii devin mați, cu structura granulară.

Din datele experimentale s-a calculat că pentru a obține o grosime de oxid de $20\text{--}21 \text{ \AA}$ se consumă $13\text{--}14 \text{ \AA GaAs/V}$.

Graficul din figura 3 arată dependența grosimii oxidului de temperatura de tratament.

Comportarea chimică a oxizilor anodici în funcție de temperatura de tratament este redată în tabelul nr. 1.

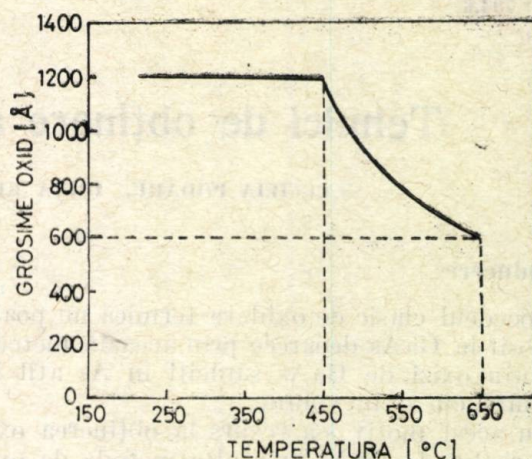


Fig. 3. Dependența grosimii oxidului cu temperatura de tratament.

Tabelul nr. 1

Temperatură tratament ($^\circ\text{C}$)	Viteză de corodare	Observații
—	instantaneu (HCl conc.)	solubil în apă
250°C (2h)	$1000 \text{ \AA/S}$ (HCl conc) $3 \text{ \AA/S}$ (HCl 1%)	insolubil în apă
600°C (1h)	$1 \text{ \AA/S}$ (HCl conc)	insolubil în HCl, HF, HNO_3 , NH_4OH este corodat de H_3PO_4

Tratamentul termic al oxidului nativ la temperaturi mai mari de 300°C pe H_2 a permis obținerea unor caracteristici electrice corespunzătoare oxizilor MOS (fig.4.).

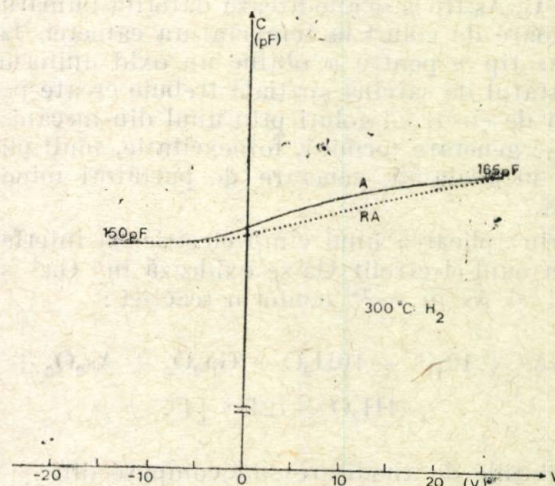


Fig. 4. Caracteristica $C-V$ pentru oxid tratat la 300°C în H_2 (substrat GaAs tip n , $N_D = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$). (A) curba parcursă în sensul $- \rightarrow +$; (RA) curba parcursă în sensul $+ \rightarrow -$.

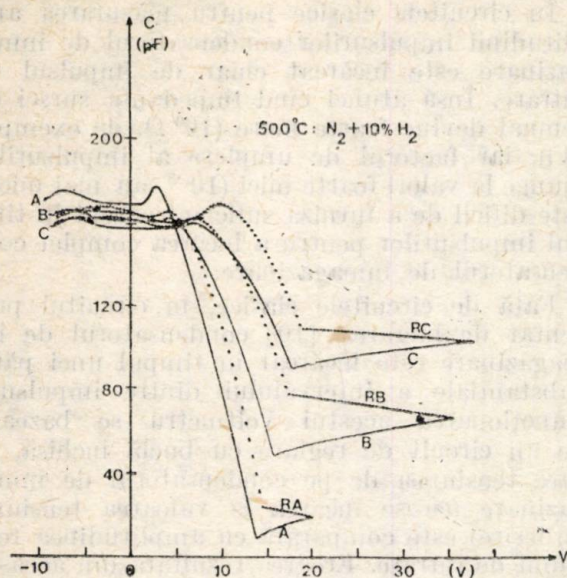


Fig. 5. Caracteristica $C-V$ pentru oxid tratat la 500°C în N_2 cu $10\% \text{H}_2$ (substrat GaAs tip n , $N_D = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$. Ordinea de determinare a fost: A, RA, B, RB, C, RC.

Tratamentele termice ale oxidului pe N_2 și N_2 cu $10\% \text{H}_2$ nu au permis obținerea unor caracteristici electrice corespunzătoare oxizilor MOS stoichiometria suprafeței fiind puternic perturbată, iar interfața GaAs-oxid prezentând o densitate de trape ridicată (fig. 5 și 6).

3. Concluzii

Procedeul de oxidare anodică umedă este tehnica cea mai răspândită de obținere a oxizilor GaAs atit datorită simplității metodei cât și

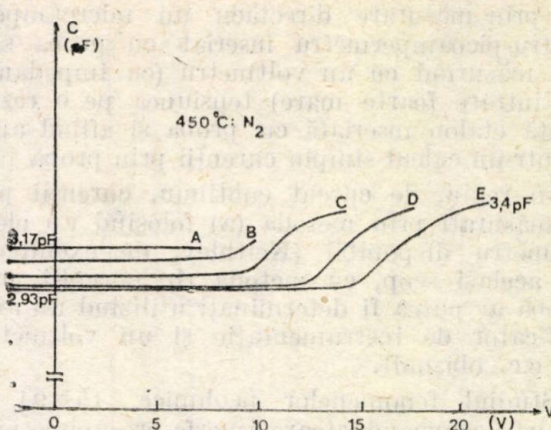


Fig. 6. Caracteristica $C-V$ pentru oxid tratat la 450°C în N_2 (substrat GaAs, tip n , $N_D = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$. Ordinea de determinare a fost: A, B, C, D, E.

performanțelor caracteristicilor dielectrice ale oxizilor ce pot fi atinse.

Autorii mulțumesc pentru sprijinul acordat colegilor V. Avramescu — CCSIT-CE, G. Mândușanu — IPRS și D. Sachelarie — CCSIT-CE.

Bibliografie

- [1] Ohno, M., Yshii, Y. J. Electrochem. Soc., vol. **131**(10), (1984).
- [2] Bertrand, P.H. J. Electrochem. Soc., vol. **132**(4), (1985).
- [3] Siejko, J., Morawski, A. Appl. Phys. Lett., vol. **38**(7), (1981).
- [4] Bayraktaroglu, B., Hartnagel, H. L. Int. J. Electronics, vol. **45**(4), p. 337, (1978).
- [5] Sarab K. Ghandi — VLSI Fabrication Principles Silicon and GaAs, (1983).

CZ 621.317.7:537.311

VOLTMETRU ELECTRONIC
FACTOR DE UMLERE AL IMPULSURILOR
PROBE SEMICONDUCTOARE AMORFE

Voltmetru electronic pentru măsurarea amplitudinii impulsurilor cu factor de umplere foarte mic

BENEDICT POPESCU, GABRIELA POPESCU *

1. Introducere

Din literatura de specialitate reiese că semiconductoarele amorf prezintă, în contrast cu cele cristaline, rezistivități foarte mari, cuprinse în majoritatea cazurilor în domeniul de la 10^2 până la $10^{12} \Omega \cdot \text{cm}$ [1 — 3]. Datorită acestui fapt probele semiconductoare amorf

vor avea rezistențe cu valori extrem de mari (valoarea rezistenței depinzând de grosimea stratului semiconductor și de geometria probei).

Studiul fenomenelor de transport al purtătorilor în probele semiconductoare amorf presupune măsurarea cât mai precisă a unor curenți foarte mici și pe un domeniu larg de valori, în mod obișnuit de la câteva sute de μA până la câteva sutimi de μA [4]. Determinarea curenților prin probă poate fi făcută

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București

(a) prin măsurare directă cu un microampermetru-picoampermetru înseriat cu proba sau (b) măsurând cu un voltmetru (cu impedanța de intrare foarte mare) tensiunea pe o rezistență etalon înseriată cu proba și aflând apoi printr-un calcul simplu curentii prin probă [5].

În regim de curent continuu, curentii pot fi mășurați prin metoda (a) folosind un electrotmetru disponibil (Keithley, de exemplu). În același scop, cu metoda (b) curentii prin probă ar putea fi determinați utilizând un amplificator de instrumentație și un voltmetru de c.c. obișnuit.

Studiul fenomenelor neohmice [5-9] în probele semiconductoare amorf presupune măsurări în regim de impulsuri foarte scurte (valoarea tipică a duratei de 500 ns) și cu frecvența de repetiție cuprinsă între 10 și 100 Hz (tipic 50 Hz), deci factori de umplere foarte mici, ajungând până la $5 \cdot 10^{-6}$. Pentru astfel de măsurări atât electrotmetrele cit și amplificatoarele de instrumentație (cuplate cu voltmetre obișnuite) nu sînt potrivite, date fiind serioasele limitări în frecvență care apar în funcționarea lor.

Realizarea voltmetrului electronic prezentat în lucrarea de față s-a născut din necesitatea măsurării curentilor prin probele semiconductoare amorf în regim de impulsuri cu factor de umplere foarte mic (tipic 10^{-5}).

2. Considerații generale privind măsurarea amplitudinii impulsurilor cu factor de umplere foarte mic

În domeniul măsurării amplitudinii impulsurilor cu factor de umplere mic, literatura tehnică furnizează o mare diversitate de soluții, dintre care prezintă interes cea descrisă în lucrarea [10].

În circuitele clasice pentru măsurarea amplitudinii impulsurilor condensatorul de înmagazinare este încărcat chiar de impulsul de intrare. Însă atunci cînd impedanța sursei de semnal devine foarte mare ($10^9 \Omega$, de exemplu [1]), iar factorul de umplere al impulsurilor ajunge la valori foarte mici (10^{-5} sau mai mici), este dificil de a furniza suficient curent în timpul impulsurilor pentru a încărcă complet condensatorul de înmagazinare.

Față de circuitele clasice, în circuitul prezentat de lucrarea [10] condensatorul de înmagazinare este încărcat în timpul unei părți substanțiale a intervalului dintre impulsuri. Funcționarea acestui voltmetru se bazează pe un circuit de reglare cu buclă închisă, în care tensiunea de pe condensatorul de înmagazinare (ce se încarcă la valoarea tensiunii de ieșire) este comparată cu amplitudinea tensiunii de intrare. Eroarea rezultată din această comparație acționează un circuit basculant monostabil, iar acesta din urmă un integrator al cărui semnal de ieșire încarcă condensatorul de înmagazinare.

Această schemă lucrează corect în regim de impuls cu front foarte bun, deoarece tensiunea de pe condensatorul de înmagazinare nu trebuie să se modifice pe durata comparației. Schema nu este deci eficace pentru orice formă de undă, în special pentru cea sinusoidală.

3. Schema-bloc a voltmetrului electronic și principiul de funcționare

În figura 1 este prezentată schema-bloc a voltmetrului electronic.

Circuitul de intrare este un adaptor de impedanță, asigurînd transferul impulsurilor de la sursa de semnal cu impedanța foarte mare către voltmetrul electronic propriu-zis cu im-

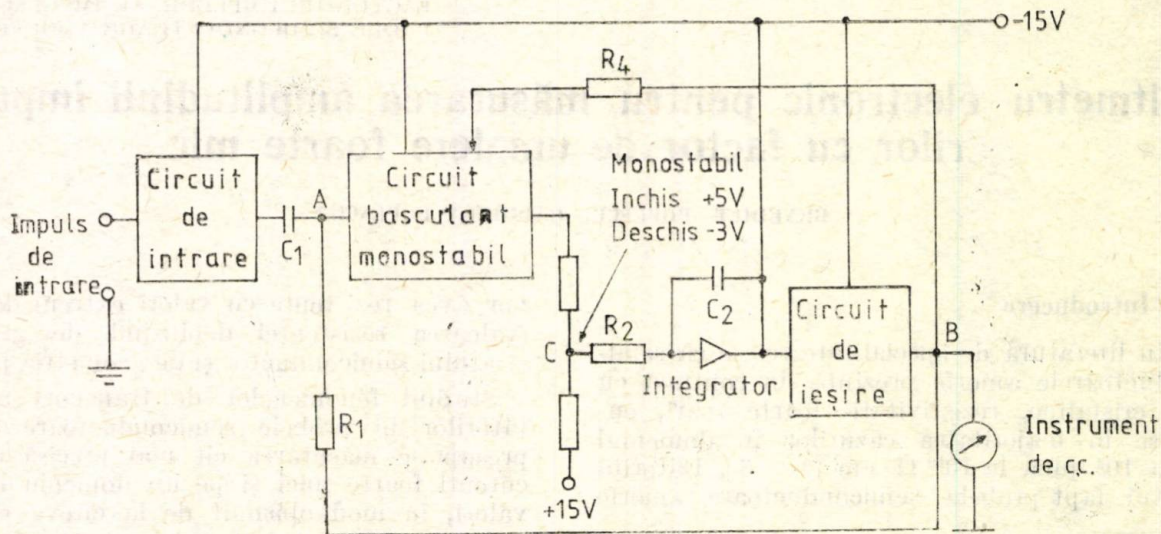


Fig. 1. Schema-bloc a voltmetrului electronic.

pedanța de intrare relativ mică. Acest etaj nu modifică în mod considerabil amplitudinea impulsurilor.

Voltmetrul electronic propriu-zis este constituit dintr-un circuit basculant monostabil, construit să treacă în starea instabilă (de conducție) când intrarea sa este adusă la o tensiune pozitivă de câteva zecimi de volt, rămânând în această stare o durată substanțială a intervalului dintre impulsuri. Voltmetrul electronic propriu-zis mai conține un circuit amplificator-integrator și un circuit de ieșire (repetor pe emitor).

Se va explica pe scurt principiul de funcționare [10]. Dacă la intrare nu se aplică impulsuri, nivelul de c.c. în punctul *A* va fi zero. De asemenea punctul *B* va fi la zero volți, deoarece nu există nici o sarcină electrică pe condensatorul C_2 .

Un impuls pozitiv aplicat la intrare va aduce punctul *A* deasupra nulului, iar monostabilul va trece în starea de conducție (instabilă), punctul *C* ajunge la +5 V, un curent apare prin R_2 a integratorului, iar potențialul în punctul *B* al integratorului merge în direcție negativă. Când perioada instabilă a monostabilului a trecut, acesta va trece în starea de blocare, punctul *C* va cădea la -3 V, iar curentul prin R_2 va face ca potențialul în punctul *B* să meargă în sens pozitiv. Nivelul de c.c. al punctului *A* este stabilit prin R_1 la potențialul punctului *B*.

Dacă amplitudinea impulsului pozitiv următor aplicat la intrare depășește nivelul negativ de c.c. stabilit în punctul *A*, acesta va fi mai pozitiv decât masa și monostabilul este din nou trecut în starea de conducție. Circuitul de integrare integrează din nou curentul prin R_2 pentru perioada de conducție a monostabilului și punctul *B* devine mai negativ. După câteva cicluri punctul *B* este adus la un potențial negativ care depășește puțin amplitudinea impulsului pozitiv, în acest caz monostabilul nemaifiind basculat de impuls (în afara cazului când amplitudinea impulsului a crescut). Condensatorul C_2 se încarcă acum în sens opus până când punctul *B* nu mai este mai negativ decât amplitudinea impulsului pozitiv de la intrare și monostabilul este trecut în stare de conducție pentru unul sau mai multe cicluri. Astfel, potențialul negativ al punctului *B* oscilează lent cu amplitudine mică în jurul amplitudinii impulsului pozitiv de la intrare.

4. Schema electrică a voltmetrului electronic

a. Etajul de intrare

Când semnalele de tensiune sînt transferate de la o sursă de impedanță mare la o rețea de impedanță mică este necesar să se folosească un circuit cu impedanța de intrare mare și un

cîștig constant foarte apropiat de unitate pe un domeniu dinamic mare de nivele de semnal [11]. Printre elementele active electronice pentru un astfel de circuit tranzistoarele cu efect de cîmp cu poartă izolată (TECPI) au impedanța de intrare cea mai mare (valoare tipică de $10^{12} \Omega$). Acestea au un punct de funcționare cu un coeficient de temperatură zero și pot fi folosite pentru a obține un repetor pe sursă stabil cu temperatura.

Repetorul pe sursă simplu cu TECPI are un domeniu dinamic îngust al nivelelor de semnal, amplificarea în tensiune mică și impedanță de ieșire relativ mare. Amplificarea în tensiune poate fi mărită folosind un generator de curent constant în loc de rezistența din sursă. Repetorul pe sursă „bootstrap”-at are amplificarea în tensiune mai mare și impedanță de ieșire mică. Ambele metode de îmbunătățire a repetorului pe sursă au un efect minim asupra domeniului dinamic al nivelelor de semnal. Domeniul poate fi extins prin stabilizarea în tensiune și curent a punctului de funcționare al elementului activ de bază.

Autorii acestei lucrări au realizat un circuit cu stabilizarea în tensiune a punctului de funcționare al elementului activ de bază, folosind un repetor pe emitor (fig. 2). Utilizarea tranzis-

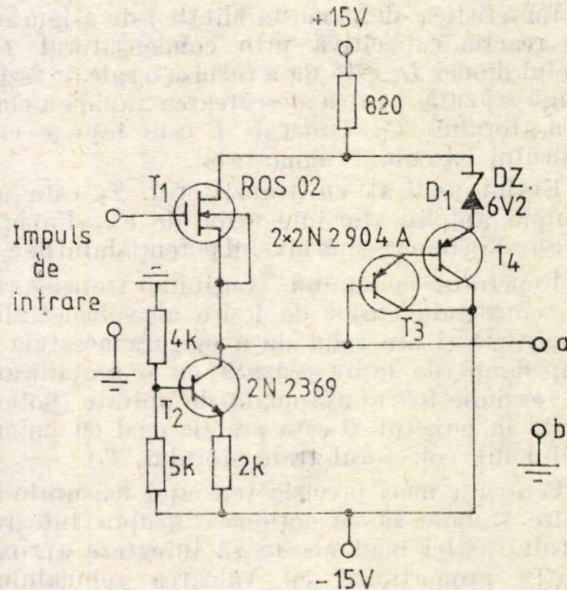


Fig. 2. Schema electrică a repetorului pe sursă.

torului ROS 02 de tipul „cu canal inițial” elimină circuitul de polarizare a porții. Acest lucru, împreună cu lipsa diodei Zener de protecție a porții, face să rămână practic nealterată valoarea foarte mare (aproximativ $10^{12} \Omega$) a impedanței de intrare.

b. Voltmetrul electronic propriu-zis

În figura 3 este prezentată schema electrică a voltmetrului electronic propriu-zis. Circuitul basculant monostabil a fost proiectat cu tranzistoarele T_5 și T_6 . Tranzistorul T_5 este normal în conducție, iar T_6 este normal blocat.

La acționarea circuitului basculant monostabil condensatorul C_3 începe să se descarce prin dioda D_5 . Cind tensiunea pe C_3 scade sub valoarea tensiunii pe C_4 , dioda D_4 se deschide și cele două condensatoare apar în paralel, mărind durata de conducție a circuitului monostabil. În figura 4 sînt date formele de undă ale semnalului în

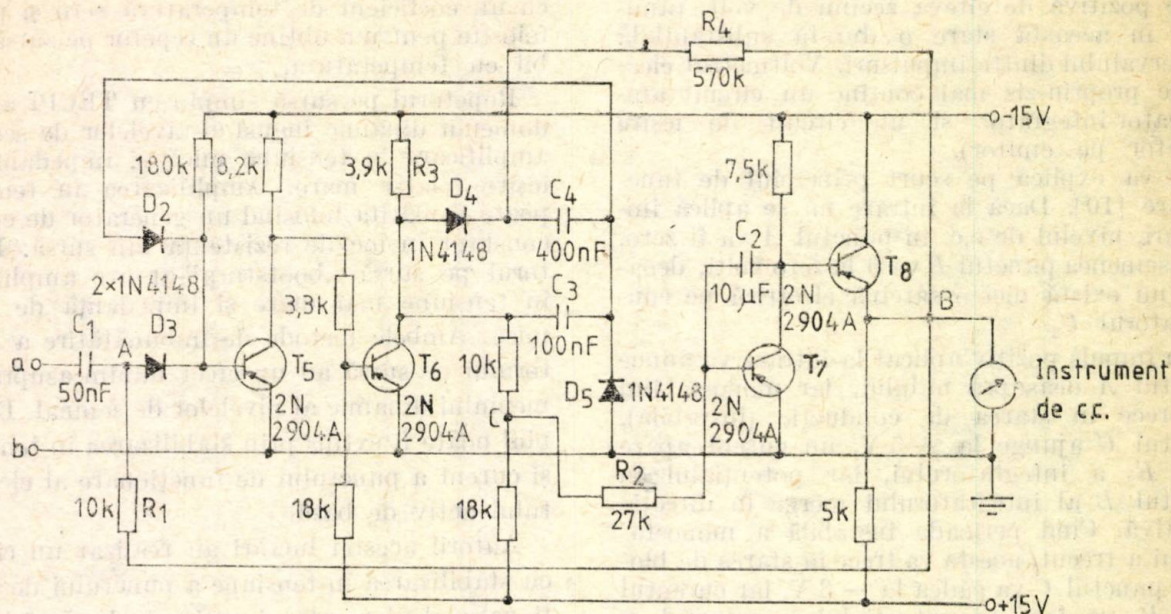


Fig. 3. Schema electrică a voltmetrului electronic propriu-zis.

Caracteristica de monostabilitate este asigurată de reacția capacitivă prin condensatorul C_3 . Rolul diodei D_5 este de a furniza o cale de rezistență scăzută pentru descărcarea rapidă a condensatorului C_3 . Punctul C este ieșirea circuitului basculant monostabil.

Etajul realizat cu tranzistorul T_7 este un simplu amplificator-integrator de c.c. Funcția sa este de a înmagazina nivelul potențialului de c.c.

Repetorul pe emitor conținând tranzistorul T_8 constituie etajul de ieșire al voltmetrului electronic și are rolul de a asigura acestuia o impedanță de ieșire scăzută cu o amplificare în tensiune foarte apropiată de unitate (potențialul în punctul B este practic egal cu potențialul din colectorul tranzistorului T_7).

Pentru a mări precizia tensiunii măsurate la ieșire trebuie să se acționeze asupra integratorului astfel încât acesta să integreze aproximativ proporțional cu valoarea semnalului, ceea ce impune pentru monostabil o durată de conducție variabilă [12]. Pentru aceasta, pe lângă constanta de timp normală determinată de C_3 și D_5 , se introduce o constantă de timp suplimentară dată de circuitul format din D_4 , C_4 și D_5 . Dioda D_4 cu Si prezintă o rezistență mare de blocare, astfel încât C_4 se încarcă la tensiunea de ieșire prin R_4 și nu din colectorul tranzistorului T_6 . Rezistența R_4 are o valoare mare pentru a nu șunta impedanța de ieșire.

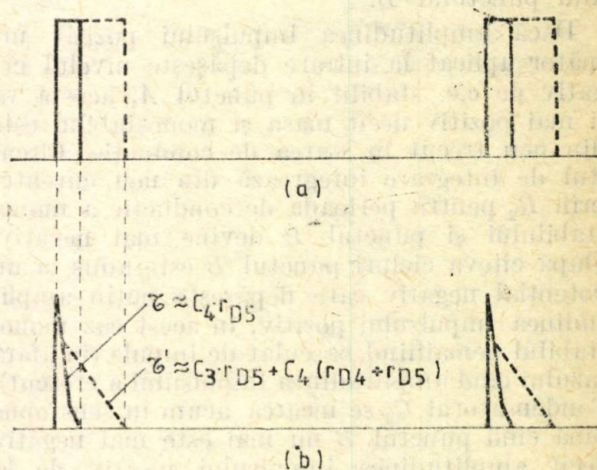


Figura 4. Acționarea asupra monostabilului pentru a asigura integratorului un răspuns aproximativ proporțional cu semnalul de intrare (cu linie punctată sînt figurate formele de undă corespunzătoare unui impuls de intrare cu amplitudinea mai mare):

- a — forma semnalului în colectorul tranzistorului T_6 ;
- b — forma semnalului în baza tranzistorului T_5 .

colectorul tranzistorului T_6 și în baza tranzistorului T_5 , pentru două valori diferite ale semnalului de intrare. Se observă că, la valori mai mari ale semnalului de intrare, durata de conducție a monostabilului crește. Din figura 4b se vede că la început descărcarea se face cu o con-

stantă de timp mică $\tau \approx C_4 \cdot r_{D5}$, iar la un anumit nivel, dat de valoarea tensiunii de ieșire, constanta de timp se modifică și devine $\tau' \approx C_3 \cdot r_{D5} + C_4(r_{D4} + r_{D5})$.

5. Performanțele voltmetrului electronic

Curba 1 din figura 5 arată dependența dintre erorile față de amplificarea unitară și tensiunea aplicată la intrarea repetorului pe sursă rea-

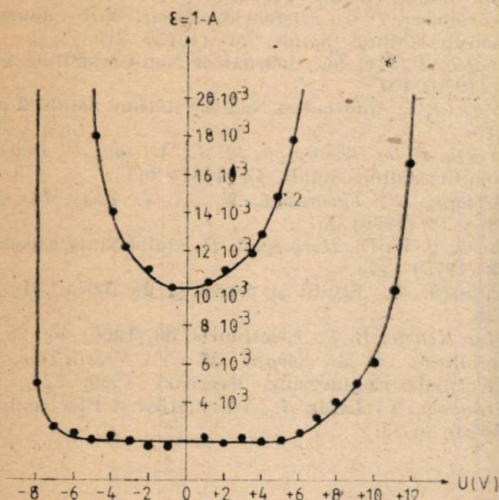


Fig. 5. Erorile față de amplificarea unitară funcție de tensiunea aplicată la intrarea repetorului pe sursă.

lizat. Pentru comparație a fost dată aceeași dependență pentru repetorul pe sursă „bootstrap”-at [11]. Se poate vedea că, pentru tensiuni de intrare mici, erorile de amplificare ale repetorului au fost micșorate de circa 5 ori. Se remarcă, de asemenea, pentru semnalele aplicate la intrare un domeniu dinamic între -8 și $+12$ V, aproximativ 2 ori mai extins decât în cazul repetorului pe sursă „bootstrap”-at.

În figura 6 este reprezentată dependența dintre valoarea absolută a tensiunii măsurate la ieșire și amplitudinea impulsurilor pozitive (cu durata de 700 ns [9] și frecvența de repetiție de 50 Hz) aplicate la intrare. Este remarcabilă liniaritatea foarte bună a curbei în domeniul de la zero pînă la aproximativ 10 V,

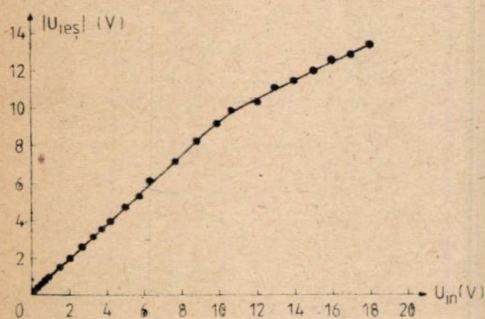


Fig. 6. Dependența dintre valoarea absolută a tensiunii de ieșire și amplitudinea semnalului de intrare (impulsuri pozitive cu durata de 700 ns și frecvența de repetiție de 50 Hz).

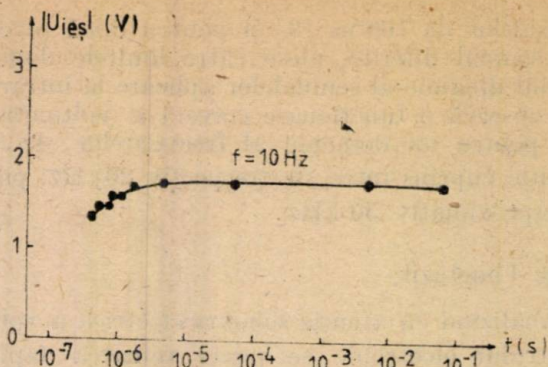


Fig. 7. Variația tensiunii de ieșire funcție de durata impulsurilor aplicate la intrare, pentru frecvența de repetiție de 10 Hz.

pentru care precizia măsurărilor este cuprinsă între 1 și 10 %, depinzând de parametrii impulsurilor măsurate (amplitudine, durată, respectiv frecvență de repetiție). Precizia obținută este mai bună sau, în cazul cel mai defavorabil, egală cu cea de 10 % relatată în literatura de specialitate [5], unde astfel de măsurări au fost efectuate utilizând un osciloscop cu memorare. Din aceeași curbă reiese că, atunci cînd amplitudinea impulsurilor aplicate la intrare depășește 10 V, erorile de măsură cresc datorită efectului cumulat al erorilor din etajul de intrare și din circuitul amplificator-integrator.

Variația tensiunii de ieșire funcție de durata impulsurilor aplicate la intrare este dată în figura 7, pentru o frecvență de repetiție de 10 Hz. Precizia mai mică de măsurare a impulsurilor foarte scurte este datorată erorilor mai mari care apar în acest caz în etajul de intrare. Pentru impulsurile cu durata de 500 ns și frecvența de repetiție de 10 Hz rezultă un factor de umplere minim de $5 \cdot 10^{-6}$.

În figura 8 apare caracteristica de frecvență a voltmetrului, ridicată pentru o durată a im-

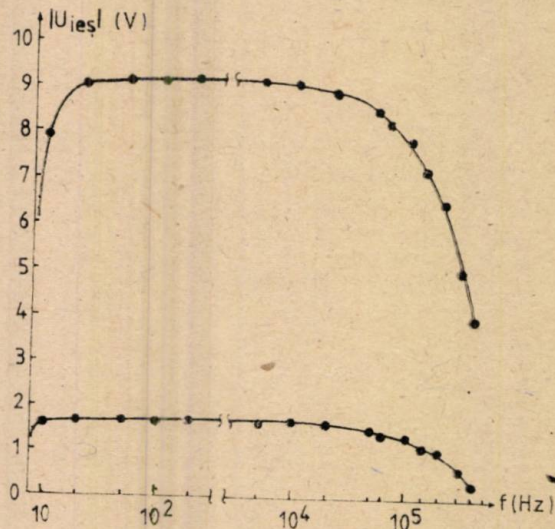


Fig. 8. Caracteristica de frecvență a voltmetrului pentru impulsuri cu durata de 700 ns.

pulsurilor de 700 ns [9] și pentru două nivele de semnal diferite, alese către limitele domeniului dinamic al semnalelor aplicate la intrare. Se observă o funcționare corectă a voltmetrului pentru un domeniu al frecvențelor de repetiție cuprins între 10 (respectiv 20) Hz, până la aproximativ 50 kHz.

6. Concluzii

Analizând cu atenție schema electrică a voltmetrului electronic se poate remarca faptul că acesta a fost realizat numai cu piese fabricate în țară.

Schema relativ simplă a voltmetrului face să se elimine un aparat de măsură scump (osciloscop cu memorare) cu care ar fi putut să se efectueze astfel de măsurări [5, 7, 8].

Cu un singur instrument de măsură (acest voltmetru) poate fi acoperit un domeniu al duratei impulsurilor de la sute de ns până la zeci de ms (5 ordine de mărime). Pentru durata

impulsurilor acesta reprezintă practic întregul domeniu necesar pentru studiul fenomenelor neohmice în semiconductoarele amorfă [6].

Bibliografie

- [1] Walley, P. A. Thin Solid Films, **2** (1968) 327.
- [2] Brodsky, M. H., Gambino, R. J., Journal of Non-Crystalline Solids, **3-10** (1972) 739.
- [3] Le Comber, P. G., Madan, A., Spear, W. E. Journal of Non-Crystalline Solids, **11** (1972) 219.
- [4] Walsh, P. J. et al., Journal of Non-Crystalline Solids, **2** (1970) 107.
- [5] Hall, J. E., Journal of Non-Crystalline Solids, **2** (1970) 125.
- [6] Walsh, P. J., Thompson, M. J., Allison, J. Journal of Non-Crystalline Solids, **45** (1981) 209.
- [7] Allsopp, D., Thompson, M. J., J. Phys. D.: Appl. Phys., **9** (1976) 2075.
- [8] Buckley, W. D., Holberg, S. H. Solid State Electronics **18** (1975) 127.
- [9] Popescu, B. Studii și cercetări de fizică, **34** (1982) 428.
- [10] Mac Kenzie, R. P. Electronics, **33** (1960) nr. 25.
- [11] Danilović, D. Z., Šobajić, M. V., Veselinović, D. I. Electronic Engineering, February 1969, 221.
- [12] Grănescu, S., Lazăr, I. Automatica și Electronica, **14** (1970), nr. 5.





IIRUC service

**Întreprinderea pentru Întreținerea
și Repararea Utilajelor de Calcul
și de Electronică Profesională**

București — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

Întreprinderea noastră a luat ființă în 1968, în București.

Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru o gamă foarte largă de echipamente, printre care:

- comandă numerică pentru mașini-unelte
- sisteme și minisisteme de calcul
- instrumente electronice de analiză și măsură
- automate de dirijarea circulației
- televiziune în circuit închis
- radiotelefoane
- aparatură medicală
- diverse alte echipamente

În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :

- întreținerea preventivă periodică
- intervenții la cerere la sediul beneficiarului
- reparații și recondiționări în laboratoare proprii
- instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.

Aceste servicii sunt oferite atât utilizatorilor, cît și producătorilor români sau străini, în România sau pe terțe piețe.

11 SECȚII DE PRODUCȚIE — 80 DE FILIALE

În prezent, IIRUC deține contracte de service cu mai mult de 16 000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350 000 de unități fizice.

Mai mult decît atât, acest parc se caracterizează prin existența a aproximativ 1 000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenți.

Pentru a răspunde acestor cerințe, ne-am structurat activitatea pe 11 secții de producție coordonate prin Sediul Central din București.

Secții naționale pentru service dedicat

- S 15 — Procese automatizate prin comandă numerică
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 87.37.20
- S 20 — Sisteme și minisisteme de calcul cu utilizare generală
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secții teritoriale pentru service generalizat

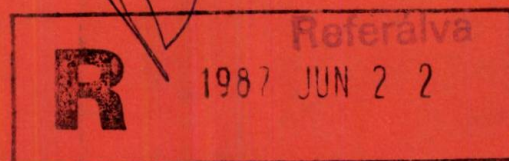
- S 03 — BUCUREȘTI
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.60.65
- S 07 — OLTEA
— Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61
- S 08 — BANAT
— Piața 700, Timișoara/România, tel. : 961/3.45.26
- S 09 — TRANSILVANIA-NORD
— Str. Cîmpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14
- S 10 — TRANSILVANIA-SUD
— Str. Traian nr. 34, Brașov/România, tel. : 921/3.09.37
- S 11 — MOLDOVA
— Str. Republicii, Iași/România, tel. : 981/3.28.44, 3.33.02
- S 12 — MUNTENIA
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.61.80
- S 13 — DOBROGEA
— Str. Poporului nr. 121, Constanța/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93

1987 SEP 24

2040

6/6

Elektro in der Technik



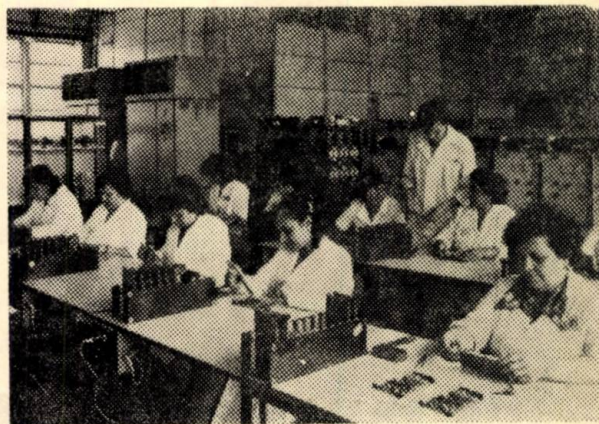
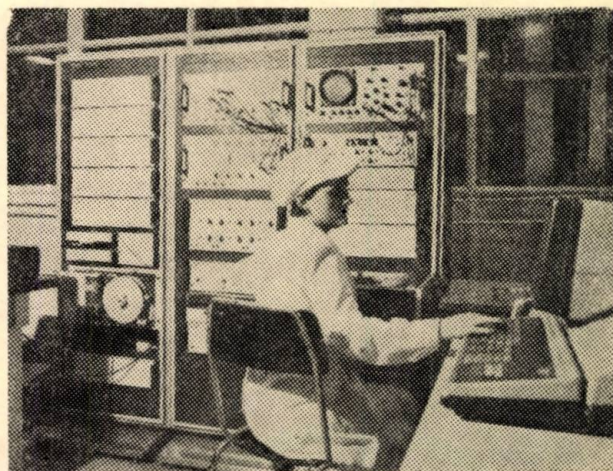
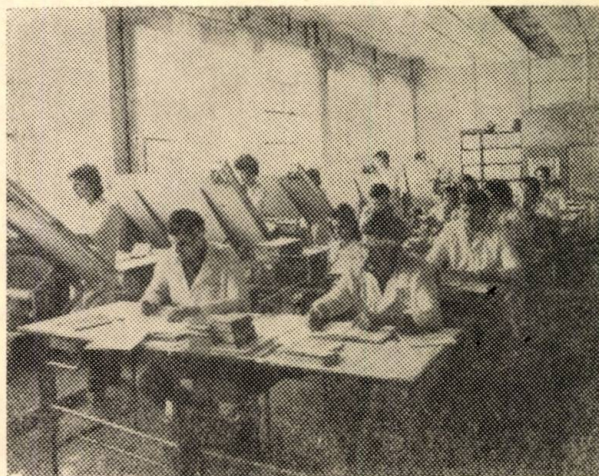
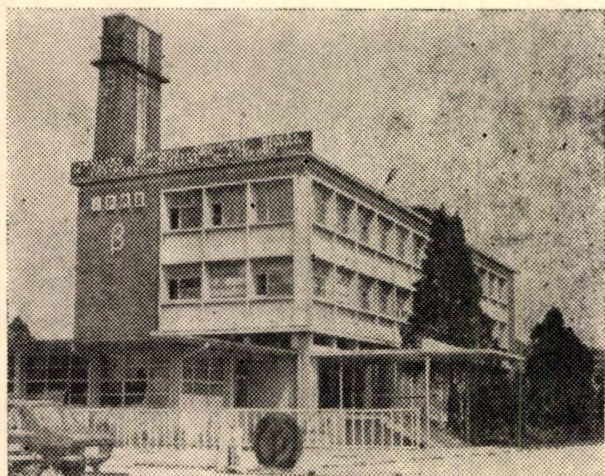
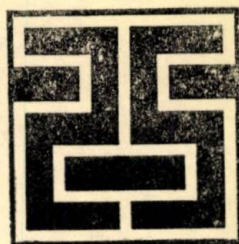
Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 31 NR. 2 • MAI 1987



IPRS BANEASA

1962-1987

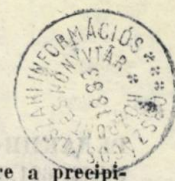


ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 31

Nr. 2

mai 1987



AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

EDITORIAL

CZ 621.3.032 : 537.311.3

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE DE PUTERE
SENZOR DE TEMPERATURĂ INTEGRAT

Mănduțeanu, G. : Dispozitive semiconductoare de putere cu senzor de temperatură integrat.

E.E.A.—Automatica și electronica 31, nr. 2, mai 1987, p. 43

Lucrarea introduce o clasă nouă de dispozitive semiconductoare de mare putere : diode de mare putere cu senzor de temperatură integrat. În prima parte a lucrării se face o prezentare a conceptului de dispozitiv de mare putere cu senzor de temperatură integrat și se arată posibilități de realizare a senzorului de temperatură, propunându-se și simboluri noi pentru această clasă de dispozitive de mare putere. În continuare se studiază cazul concret de realizare a unei rezistențe semiconductoare cu rol de senzor de temperatură integrat pentru o diodă de mare putere. Modelarea teoretică descrie verifică rezultatele experimentale, în limita de 10%. În ultima parte a lucrării se arată condițiile în care poate fi utilizat senzorul de temperatură studiat.

CZ 621.793 : 537.311 : 698.1

METALIZAREA LA SEMICONDUCTOARE
INVESTIGARE MICROFIZICĂ
INVESTIGARE ELECTRICĂ

Dan, Al., P. ș.a. : Investigare microfizică și electrică a metalizărilor la dispozitivele semiconductoare și circuite integrate.

E.E.A.—Automatica și electronica 31, nr. 2, mai 1987, p. 51

Metalizarea, implicată direct în performanțele și fiabilitatea dispozitivelor semiconductoare și circuitelor integrate, presupune perfecționări tehnologice deosebite și, complementar, posibilități de investigare adecvate, de mare acuratețe și rezoluție. Lucrarea constituie o sinteză privind principalele tehnici moderne de investigare microfizică și electrică. Se propune utilizarea combinată a acestora în cadrul unei metodologii standard de cercetare.

CZ 621.3 : 669

OXIDARE
DIFUZIE
CONTAMINARE
AGENT CLORURAT

Trăistaru, V. ș.a. : Efecte ale adăugării agenților clorurați în procesele de difuzie.

E.E.A.—Automatica și electronica 31, nr. 2, mai 1987, p. 58

Adăugarea acidului clorhidric (soluție azeotropică) în atmosfera de oxidare/difuzie reduce nivelul de contaminare cu metale de tranziție a cristalinului de Si, îmbunătățind caracteristicile inverse ale joncțiunilor. Pentru obținerea unui oxid termic lipsit de ioni de sodiu, se propune curățarea tubului de oxidare/difuzare înainte de procesul propriu-zis.

CZ 621.3.015.5 : 621.317.3

FOTOGRAVURĂ
TRANZISTOARE
DEFECTE DE STRUCTURĂ

Ohanesian, M. ș.a. : Analiza defectelor generate în procesele de fotogravură la tranzistoarele de putere.

E.E.A.—Automatica și electronica 31, nr. 2, mai 1987, p. 62

Lucrarea prezintă rezultatele unui studiu comparativ al procedeelor de expunere-aliniere prin contact și prin proximitate în fotogravura tranzistoarelor de putere. Sunt analizate defectele de structură generate secvențial pe măștile de lucru și pe plachete, precum și corelația lor cu defectele electrice ale tranzistoarelor. Distribuțiile spațiale și radiale ale defectelor, precum și parametrii lor de corelație sunt prelucrate cu ajutorul calculatorului.

CZ 621.3.083.3 : 669.7

SILICIU
PRECIPITARE
GETTERIZARE

Veron, A. ș.a. : Tratamente de creștere-nucleere a precipitatelor SiO_x pentru activarea getterizării intrinseci.

E.E.A.—Automatica și electronica 31, nr. 2, mai 1987, p. 68

Lucrarea prezintă rezultatele unui studiu de optimizare a tratamentelor de creștere nucleere a precipitatelor SiO_x în cristalele de siliciu Czochralski. Scopul urmărit este obținerea în timp minim a unei densități controlate de precipitate stabile la temperaturile de proces uzuale. Regimurile temperatură-timp pentru tratamentele optime de creștere respectiv nucleere sint obținute cu ajutorul calculatorului, pe baza datelor de cinetică a precipitării oxigenului în siliciu. Procedura experimentală propusă permite selectarea tratamentului adecvat pentru activarea mecanismelor de getterizare intrinsecă, în funcție de caracteristicile cristalinului de siliciu utilizat și de condițiile specifice de proces.

CZ 621.316.5 : 535.6

T.V. — COLOR
CIRCUIT INTEGRAT
PROCESOR ANALOGIC

Marinescu, N. ș.a. : Circuite integrate pentru un televizor color evoluat.

E.E.A.—Automatica și electronica 31, nr. 2, mai 1987, p. 73

Articolul prezintă un receptor TV color multistandard realizat cu ajutorul procesoarelor analogice de mare densitate TDA 4505 și TDA 4555. Sint analizate avantajele tehnice și economice. Este detaliată descrierea procesorului TDA 4505.

CZ 621.316.5 : 621.314.2

CIRCUIT INTEGRAT
TRANZISTOR

Negru, S. ș.a. : Studiu asupra sensibilității electrostatice a circuitelor integrate bipolare.

E.E.A.—Automatica și electronica 31, nr. 2, mai 1987, p. 76

Lucrarea descrie o metodă de testare a sensibilității electrostatice a circuitelor. Sint făcute considerații teoretice asupra mecanismului de defectare și sint prezentate rezultate experimentale. Se propun măsuri pentru mărirea sensibilității electrostatice.

CZ 621.3.017.8 : 67/68

CIP
RANDAMENT
TEHNOLOGIE

Filimon, S. : Considerații asupra randamentelor de fabricație a cipurilor pentru circuite integrate bipolare.

E.E.A.—Automatica și electronica 31, nr. 2, mai 1987, p. 78

Lucrarea tratează dependența randamentului pe plachetă de numărul de operații, de densitatea de defecte și de defectele zonale. Este discutată legătura dintre randament și tipul de tehnologie.

CZ 621.3.017.8 : 67

ASIGURAREA FIABILITĂȚII
PROCEDURA CONFORMITATE
CONTROL STATISTIC

Ciobanu, M. : Planuri de control pentru testul de conformitate λ.

E.E.A.—Automatica și electronica 31, nr. 2, mai 1987, p. 81

Implementarea programului de asigurarea fiabilității în industria de componente implică elaborarea de proceduri practice și analitice care să detalieze activitățile programului. Procedura de verificare a conformității are ca obiectiv creerea unui sistem unitar de testare, prelucrare și raportare date. Planurile de control obținute prin extinderea forme tradiționale de tratare statistică a calității și a fiabilității asigură decizii unitare pe baza unui volum minim de încercare.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU membru coresp.

al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRINA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CATUNEANU ; ing. V. CEOCEONICA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HÂNGANUT ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCĂȘU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALEARIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor principal VIORICA ATANĂSESCU

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

РЕДАКЦИОННЫЙ

УДК 621.3.032.537.311.3

МОЩНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ ИНТЕГРАЛЬНЫЙ СЕНЗОР ТЕМПЕРАТУРЫ

Мындуцану, Г.: Мощные полупроводниковые приборы с интегрированным сенсором температуры.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, № 2, май 1987 г., стр. 43

Работа вводит новый класс мощных полупроводниковых приборов: диоды большой мощности с интегрированным сенсором температуры. В первой части работы представлено понятие прибора большой мощности с интегрированным сенсором температуры и показаны возможности изготовления сенсора температуры, предлагая и новые условные обозначения для этой группы приборов большой мощности.

В продолжении этой работы изучается конкретный случай изготовления полупроводникового сопротивления, выполняющего роль интегрированного сенсора температуры для диодов большой мощности. Описанное теоретическое моделирование проверяет экспериментальные результаты, в пределе 10%. В последней части работы показаны условия использования изучаемого сенсора температуры.

УДК 621.793:537.311: 608.1

МЕТАЛЛИЗАЦИЯ В ПОЛУПРОВОДНИКАХ МИКРОФИЗИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ

Дан, Ал. П. и др.: Микрофизическое и электрическое исследование металлизаций в полупроводниковых приборах и интегральных микросхемах.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, № 2, май 1987 г., стр. 51

Металлизация, прямо влияя на характеристики и надежности полупроводниковых приборов и интегральных микросхем, предполагает особые технологические усовершенствования и, дополнительно, соответствующие возможности исследования большой точности и разрешающей способности. Работа является синтезом основных современных техник микрофизического и электрического исследования. Предлагается их смешанное использование в рамках стандартной методологии исследования.

УДК 621.3: 669

ОКИСЛЕНИЕ ДИФФУЗИЯ ЗАГРЯЗНЕНИЕ ХЛОРИРОВАННЫЙ АГЕНТ

Трейстару, В. и др.: Эффекты добавления хлорированных агентов в диффузионных процессах.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, № 2, май 1987 г., стр. 58

Добавление соляной кислоты/азеотропический раствор/ в атмосфере окисления/диффузии сокращает уровень загрязнения с переходными металлами кремниевого кристалла, улучшая обратные характеристики переходов. Для получения термической окиси без ионов натрия предлагается очистка трубки окисления/диффузии до соответствующего процесса.

УДК 621.3.015.5: 621.317.3

ФОТОГРАВИРОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРЫ ДЕФЕКТЫ СТРУКТУРЫ

Оганесиан, М. и др.: Анализ дефектов, генерированных в процессах фотогравирования мощных транзисторов.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, № 2, май 1987 г., стр. 62

Работа представляет результаты сравнительного изучения способов экспонирования-совмещения контактом

и близостью в процессе фотогравирования мощных транзисторов. Анализируются дефекты структуры, которые секвенциально генерированы на рабочих масках и на пластинах, а также и их корреляция с электрическими дефектами транзисторов. Пространственные и радиальные распределения дефектов, а также и их параметры корреляции обработаны с помощью микро-ЭВМ.

УДК 621.3.088.3: 669.7

КРЕМНИЙ ОСАЖДЕНИЕ ГЕТТЕРИРОВАНИЕ

Верон, А. и др.: Ядерные обработки повышения осадений SiO_2 для активации внутреннего геттерирования.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, № 2, май 1987 г., стр. 68

Работа представляет результаты изучения оптимизации обработок ядерного повышения осадений SiO_2 в кремниевых кристаллах типа Кзокральски. Целью этой оптимизации является получение в минимальном времени контролируемой плотности стабильных преципитатов при обычных температурах процесса. Режимы температуры-времени для оптимальных обработок повышения, соответственно ядерного повышения, получаются с помощью микро-ЭВМ на основе данных кинетики осаждения водорода в кремнии. Предложенная экспериментальная процедура позволяет выбор соответствующей обработки для активации механизмов внутреннего геттерирования, в зависимости от характеристик кремниевого кристалла и от специфических условий процесса.

УДК 621.316.5: 535.6

ЦВЕТНОЕ Т. В. ИНТЕГРАЛЬНАЯ МИКРОСХЕМА АНАЛОГОВЫЙ ПРОЦЕССОР

Маринеску, Н. и др.: Интегральные микросемы для улучшенного цветного телевизора.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, № 2, май 1987 г., стр. 73

Работа представляет Т. В. цветной приемник мультистандартный, выполненный с помощью аналоговых процессоров большой плотности типа ТДА 4505 и ТДА 4555. Анализируются технические и экономические преимущества. Подробно описывается процессор типа ТДА 4505.

УДК 621.316.5: 621.314.2

ИНТЕГРАЛЬНАЯ МИКРОСХЕМА ТРАНЗИСТОР

Негру, С. и др.: Изучение электростатической чувствительности биполярных интегральных микросхем.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, № 2, май 1987 г., стр. 76

Работа описывает метод испытания электростатической чувствительности схем. Проводятся теоретические соображения по механизмам повреждения и представляются экспериментальные результаты. Предлагаются меры для уменьшения электростатической чувствительности.

УДК 621.3.017.8: 67/68

ЧИП КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ТЕХНОЛОГИЯ

Филимон, С.: Соображения по коэффициентам полезного действия производства чипов для биполярных интегральных микросхем.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, № 2, май 1987 г., стр. 78

Работа представляет зависимость производительности на пластин от количества операций, плотности дефектов и зональных дефектов. Обсуждена связь между производительностью и типом технологии.

УДК 621.3.017.8: 67
ОБЕСПЕЧЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ
ПРОЦЕДУРА ПРОВЕРКИ
СТАТИЧЕСКИЙ КОНТРОЛЬ

Чиобану, М.: Плоскостности контроля для испытания соответствия λ .
E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, № 2, май 1987 г., стр. 81

Имплементация программы обеспечения надежности в промышленности компонентов требует разработки практических и аналитических процедур, подробно представляющих деятельность программы. Процедура проверки соответствия имеет цель — создание единой системы испытания, обработки и представления данных. Плоскостности контроля, полученные расширением традиционной формы статической обработки качества и надежности обеспечивают единые решения на основе минимального объема испытания.

INHALT

LEITARTIKEL

DK 621.3.032 : 537.311.3

LEISTUNGSHALBLEITERVORRICHTUNGEN INTEGRIERTER TEMPERATURFÜHLER

Mănduțeanu, G.: Leistungshalbleitervorrichtungen mit integriertem Temperaturfühler.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 2, Mai 1987, S. 43

Die Arbeit führt eine neue Klasse von Halbleitervorrichtungen hoher Leistung ein: Hochleistungsdioden mit integriertem Temperaturfühler. Im ersten Teil der Arbeit wird eine Beschreibung des Konzepts einer Hochleistungsvorrichtung mit integriertem Temperaturfühler dargestellt und es werden Möglichkeiten der Realisierung des Temperaturfühlers gezeigt, indem auch neue Symbole für diese Klasse von Hochleistungsvorrichtungen vorgeschlagen vorgeschlagen werden. Im Anschluss daran wird der konkrete Realisierungsfall eines Halbleiterwiderstands mit der Rolle eines integrierten Temperaturfühlers für eine Hochleistungsdiode studiert.

Der beschriebene Modellbau prüft die experimentellen Ergebnisse, in der Grenze von 10%. Im letzten Teil der Arbeit werden die Bedingungen in denen der studierte Temperaturfühler eingesetzt werden kann, gezeigt.

DK 621.793 : 537.311 : 608.1

DIE METALLISIERUNG BEI DEN HALBLEITERN MIKROPHYSIKALISCHE ERFORSCHUNG ELEKTRISCHE ERFORSCHUNG

Dan, Al., P. u.a.: Die mikrophysikalische und elektrische Erforschung der Metallisierungen bei den Halbleitervorrichtungen und integrierten Schaltkreisen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 2, Mai 1987, S. 51

Die Metallisierung, direkt impliziert in den Leistungen und der Zuverlässigkeit der Halbleitervorrichtungen und integrierten Schaltkreise, nimmt besondere technologische Verbesserungen und, komplementär, entsprechende Erforschungsmöglichkeiten hoher Genauigkeit und Auflösung an. Die Arbeit stellt eine Synthese der wichtigsten modernen Techniken der mikrophysikalischen und elektrischen Erforschung dar. Es wird der kombinierte Einsatz derselben im Rahmen einer Standard — Forschungsmethodologie vorgeschlagen.

DK 621.3 : 669

OXYDATION DIFFUSION KONTAMINATION CHLORIERTES REAGENZMITTEL

Trăistaru, V. u.a.: Effekte der Beimengung der chlorierten Reagenzien in den Diffusionsprozessen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 2, Mai 1987, S. 58

Die Beimengung der Chlorwasserstoffsäure (azeotropische Lösung) in Oxydations — /Diffusionsatmosphäre reduziert

das Kontaminationsniveau mit Übergangsmetallen des Si — Kristalls und verbessert die inversen Charakteristiken der Anschlüsse. Um ein thermisches Oxyd ohne Natriumionen zu erhalten, wird die Reinigung des Oxydations-Diffusionsrohres vor dem eigentlichen Prozess vorgeschlagen.

DK 621.3.015.5 : 621.317.3

PHOTOGRAVÜRE TRANSISTOREN STRUKTURDEFEKTE

Ohanesian, M. u.a.: Analyse der in den Photogravüreprozessen bei den Leistungstransistoren erzeugten Defekte.

E.E.A. — *Automatica și Electronica* 31, Nr. 2, Mai 1987, S. 62

Die Arbeit beschreibt die Ergebnisse eines vergleichsweisen Studiums der Belichtungs — Austrichtungsverfahren durch Kontakt und durch Nähe in der Photogravüre der Leistungstransistoren. Es werden die Strukturdefekte, die folgemässig auf den Arbeitsmasken und auf den Wafern erzeugt werden, sowie deren Wechselbeziehung mit den elektrischen Defekten der Transistoren analysiert.

Die räumlichen und radialen Verteilungen der Defekte, sowie deren Korrelationsparameter werden rechnerunterstützt verarbeitet.

DK 621.3.088.3 : 669.7

SILIZIUM ABSCHIEDUNG GETTERUNG

Veron, A. u.a.: Behandlungen für die Kerneptwicklung und Züchtung der SiO_x — Abscheidungen für die Aktivierung der eigentlichen Getterung.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 2, Mai 1987, S. 68

Die Arbeit stellt die Ergebnisse eines Studiums über die Optimierung der Behandlungen durch nukleare Züchtung der SiO_x — Abscheidungen in den Czochralski — Siliziumkristallen dar. Der Zweck der verfolgt wird ist, in minimaler Zeit eine kontrollierte Dichte von stabilen Abscheidungen bei den üblichen Prozesstemperaturen zu erhalten. Die Regimes Temperatur — Zeit für die optimalen Züchtungen — bzw. nuklearen Behandlungen werden rechnerunterstützt erhalten, aufgrund der Kinetikdaten der Abscheidung des Sauerstoffs im Silizium.

Das vorgeschlagene experimentelle Verfahren erlaubt die Auswahl der angemessenen Behandlung für die Aktivierung der Mechanismen der eigentlichen Getterung, abhängig von den Charakteristiken des eingesetzten Siliziumkristalls und von den spezifischen Prozessbedingungen.

DK 621.316.5 : 535.6

FARBfernSEHEN INTEGRIERTER SCHALTKREIS ANALOGISCHER PROZESSOR

Marinescu, N. u.a.: Integrierte Schaltkreise für ein entwickeltes Farbfernsehgerät.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 2, Mai 1987, S. 73

Der Artikel beschreibt einen Multistandard — Farbfernsehempfänger, der mit Hilfe der analogen Prozessoren hoher Dichte TDA 4505 und TDA 4555 realisiert ist.

Es werden die technischen und ökonomischen Vorteile untersucht. Es wird die Beschreibung des Prozessors TDA 4505 detailliert.

DK 621.316.5 : 621.314.2

INTEGRIERTER SCHALTKREIS TRANSISTOR

Negru, S. u.a. : Studium über die elektrostatische Empfindlichkeit der bipolaren integrierten Schaltkreise.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 2, Mai 1987, S. 76

Die Arbeit stellt eine Prüfmethode für die elektrostatische Empfindlichkeit der Schaltkreise dar. Es werden theoretische Betrachtungen über den Mechanismus des Defektwerdens gemacht und experimentelle Ergebnisse beschrieben.

Es werden Massnahmen für die Reduzierung der elektrostatischen Empfindlichkeit vorgeschlagen.

DK 621.3.017.8 : 67/68

CHIP LEISTUNGSFÄHIGKEIT TECHNOLOGIE

Filimon, S. : Betrachtungen über die Leistungsfähigkeiten der Herstellung der Chips für bipolare integrierte Schaltkreise.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 2, Mai 1987, S. 78

Die Arbeit behandelt die Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit auf dem Wafer von der Anzahl der Operationen, von der Defektdichte und von den Zonendefekten. Es wird der Zusammenhang zwischen der Leistungsfähigkeit und dem Technologietyp diskutiert.

DK 621.3.017 : 67

CHIP LEISTUNGSFAHIGKEIT TECHNOLOGIE

Ciobanu, M. : Kontrollpläne für den Konformitätstest λ .

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 2, Mai 1987, S. 81

Die Anwendung des Programms für die Sicherung der Zuverlässigkeit in der Bauelemente — Industrie zieht mit hinein die Erarbeitung von praktischen und analytischen Verfahren, die die Programmaktivitäten detaillieren sollen. Das Verfahren der Konformitätsprüfung hat als Objektiv die Schaffung eines einheitlichen Systems zur Testung, Bearbeitung und Meldung der Daten. Die Kontrollpläne, die durch die Erweiterung der herkömmlichen Form der statistischen Behandlung der Qualität und bei der Zuverlässigkeit erhalten wurden, sichern einheitliche Beschlüsse aufgrund eines minimalen Versuchsumfanges.

CONTENTS

EDITORIAL

DC 621.3.032 : 537.311.3

POWER SEMICONDUCTOR DEVICES INTEGRATED TEMPERATURE SENSOR

Mănduțeanu, G. : Power semiconductor devices with integrated temperature sensor.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 2, May 1987, p. 43

The paper introduces a new class of high power semiconductor devices : high power diodes with integrated temperature sensor.

In the first part of the paper the author presents the concepts of high power device with integrated temperature sensor showing the possibilities of achieving a temperature sensor proposing new symbols for this class of high power devices, as well.

The actual case of achieving a semiconductor resistance as an integrated temperature sensor for a high power diode is further on studied. The theoretical modelling described in the paper verifies the experimental results within 10%. In the second part of the paper they show the conditions in which the investigated temperature sensor can be used.

DC 621.793 : 537.311 : 608.1

METALLIZATION AT SEMICONDUCTORS MICROPHYSICAL INVESTIGATION ELECTRIC INVESTIGATION

Dan, Al., P. and others : Electric and microphysical investigation of the metallizations at semiconductor devices and integrated circuits.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 2, May 1987, p. 51

The metallization process, directly involved in the performances and reliability of semiconductor devices and integrated circuits, implies special technological improvements and complementarily, proper investigation possibilities of high accuracy and resolution.

The paper represents a synthesis regarding the main modern techniques of electric and microphysical investigation. The combined utilization of these ones within a standard methodology of investigation is proposed.

DC 621.3 : 669

OXIDATION DIFFUSION CONTAMINATION CHLORINATED AGENT

Trăistaru, V. and others : Effects of adding chlorinated agents in the diffusion process.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 2, May 1987, p. 58

By adding hydrochloric acid (azeotropic solution) in an oxidation diffusion atmosphere the level of contamination with metals of transition of the silicon crystal is reduced, thus improving the junction reverse characteristics. To obtain a thermal oxide without sodium ions, the clearing of the oxidation/diffusion tube before the proper process is proposed.

DC 621.3.015.5 : 621.317.3

PHOTOENGRAVING TRANSISTORS STRUCTURE DEFECTS

Ohanesian, M. and others : Analysis of power transistors defects generated in the photoengraving processes.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 2, May 1987, p. 62

The paper presents the results of a comparative study of contact and proximity exposure — alignment procedures in power transistor photoengraving. The structure defects sequentially generated on the working masks and wafers are analysed, as well as their correlation with the electric defects of transistors. The spatial and radial distributions of defects as well as their correlation parameters are computer — aided processed.

DC 621.3.088.3 : 669.7

SILICON PRECIPITATES GETTERING

Veron, A. : Nucleation — growth treatments of SiO_x precipitates for intrinsic gettering activation.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 2, May 1987, p. 68

The paper presents the results of an optimization study of nucleation growth treatments of SiO_x precipitates in Czochralski silicon crystals. The aim is to obtain within a minimum time period a controlled density of stable precipitates at usual process temperatures. Temperature time regimes for optimal growth and nucleation treatments respectively are computer — aided obtained, on the basis of the kinetic data of the oxygen precipitation in silicon. The proposed experimental procedure allows the choice of the proper

treatment to activate the intrinsic gettering mechanisms, according to the characteristics of the silicon crystal used and to the specific process conditions.

DC 621.316.5 : 535.6

COLOUR TELEVISION
INTEGRATED CIRCUIT
ANALOGUE PROCESSOR

Marinescu, N. and others : Integrated circuits for an advanced colour TV-set.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 2, May 1987, p. 73

The article presents a multistandard colour TV receiver achieved with the help of TDA 4505 and TDA 4555 high density analogue processors. Technical and economical advantages are also analysed.

The description of the TDA 4505 processor is presented in detail.

DC 621.316.5 : 621.314.2

INTEGRATED CIRCUIT
TRANSISTOR

Negru, S. and others : A study on the electrostatic sensitivity of bipolar integrated circuits.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 2, May 1987, p. 76

The paper describes a testing method of the circuit electrostatic sensitiveness. Theoretical considerations are made on the damage mechanism and experimental results are presented.

Measures for reducing the electrostatic sensitiveness are proposed.

DC 621.3.017.8 : 67/68

CHIP
EFFICIENCY
TECHNOLOGY

Filimon, S. : Considerations on fabrication efficiencies of chips for bipolar integrated circuits.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 2, May 1987, p. 78

The paper dwells upon the wafer yield dependence on the number of operations, on the defect density and on the zone defects. The relationship between yield and the type of technology is discussed.

DC 621.3.017.8 : 67

ASSURANCE OF FIABILITY
CONFORMITY PROCEDURE
STATISTIC TREATING

Ciobanu, M. : Control plans for the Λ conformity test.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 2, May 1987, p. 81

The implementation of the assurance of reliability program in the component industry implies the elaboration of practical and analytical procedures which are to detail the activities of the program. The verifying conformity procedure aims at creating a unitary testing, processing and data reporting system. The control plans obtained by extending the traditional form of statistic treating of quality and reliability secure unitary decisions on the basis of a minimum testing volume.

SOMMAIRE

EDITORIAL

CD 621.3.032 : 537.311.3

DISPOSITIFS SÉMICONDUCTEURS DE PUISSANCE
SENSOR DE TEMPÉRATURE INTÉGRÉ

Măduțeanu, G. : Dispositifs sémiconducteurs de puissance à sensor de température intégré.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 2, mai 1987, p. 43

L'ouvrage introduit une nouvelle classe de dispositifs sémiconducteurs de grande puissance : diodes de grande puissance à sensor de température intégré et on y présente les possibilités de réalisation du sensor de température, en proposant aussi de nouveaux symboles pour cette classe de dispositifs de grande puissance. On étudie aussi le cas concret de réalisation d'une résistance sémiconductrice ayant le rôle de sensor de température intégré pour une diode de grande puissance.

Le modelage théorique décrit vérifie les résultats expérimentaux dans la limite de 10%. En guise de conclusion on montre les conditions dans lesquelles peut être utilisé le sensor de température étudié.

CD 621.793 : 537.311 : 608.1

MÉTALLISATION DES SÉMICONDUCTEURS
INVESTIGATION MICROPHYSIQUE
INVESTIGATION ÉLECTRIQUE

Dan, Al., P. : Investigation microphysique et électrique des métallisations aux dispositifs sémiconducteurs et circuits intégrés.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 2, mai 1987, p. 51

La métallisation, qui influence directement les performances et la fiabilité des dispositifs sémiconducteurs et des circuits intégrés, suppose des perfectionnements technologiques à part et en même temps des possibilités d'investigation adéquates, de grande pureté et résolution. L'ouvrage est une synthèse des principales techniques modernes d'investigation microphysique et électrique. On y propose aussi l'utilisation combinée de ces deux techniques dans le cadre d'une méthodologie standard de recherche.

CD 621.3 : 669

OXYDATION
DIFFUSION
CONTAMINATION
AGENT CHIMIQUE DE CHLORURATION

Trăistaru, V. ș.a. : Effets de l'addition des agents chimiques de chloruration dans les procès de diffusion.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 2, mai 1987, p. 58

L'addition de l'acide chlorhydrique (solution azéotropique) dans l'atmosphère d'oxydation/de diffusion réduit le niveau de contamination avec les métaux de transition du cristal de Si, améliorant les caractéristiques inverses des jonctions. Pour obtenir un oxyde thermique sans ions de sodium, on y propose le nettoyage du tube d'oxydation/de diffusion avant le procès proprement-dit.

CD 621.3.015.5 : 621.317.3

PHOTOGRAVURE
TRANSISTORS
DÉFAUTS DE STRUCTURE

Ohanesian, M. : Analyse des défauts générés dans les procès de photogravure aux transistors de puissance.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 2, mai 1987, p. 62

Dans cet ouvrage on présente les résultats d'un étude comparatif des procédés d'exposition — alignement par contact

et par proximité dans la photogravure des transistors de puissance. On y analyse aussi les défauts de structure générés séquentiellement sur les masques et sur les plaquettes ainsi que leur corrélation avec les défauts électriques des transistors. Les distributions spatiales et radiales des défauts ainsi que leurs paramètres de corrélation sont traités à l'aide du calculateur.

CD 621.3.088.3 : 669.7

SILICIUM PRÉCIPITATION GETTÉRISATION

Veron, A. : Traitements de croissance-nucléation précipités SiO_x pour activer la gettérisation intrinsèque.

E.E.A.—Automatica și electronica 31, nr. 2, mai 1987, p. 68

Dans cet ouvrage on présente les résultats d'une étude d'optimisation des traitements de croissance nucléation des précipitations SiO_x dans les cristaux de silicium Czochralski.

Le but suivi est l'obtention en temps minimum d'une densité des précipités stables aux températures de procédés usuelles. Les régimes température — temps pour les traitements de croissance, respectivement nucléation, sont obtenus à l'aide du calculateur, conformément aux dates de cinétique de la précipitation de l'oxygène en silicium. La méthode expérimental proposé permet la sélection du traitement adéquat pour activer les mécanismes de gettérisation intrinsèque, en fonction des caractéristiques du cristal de silicium utilisé et des conditions spécifiques de procédés.

CD 621.316.5 : 535.6

TÉLÉVISEUR EN COULEURS CIRCUIT INTÉGRÉ PROCESSEUR ANALOGIQUE

Marinescu, N. : Circuits intégrés pour un téléviseur en couleurs évolué.

E.E.A.—Automatica și electronica 31, nr. 2, mai 1987, p. 73

Cet article présente un récepteur pour un téléviseur en couleurs, multistandard réalisé à l'aide des processeurs analogiques de grande densité TDA 4505 et TDA 4555.

On y analyse aussi les avantages techniques et économiques. La description du processeur TDA 4505 est détaillée.

CD 621.316.5 : 621.314.2

CIRCUIT INTÉGRÉ TRANSISTOR

Negru, P. : Etude sur la sensibilité électrostatique des circuits intégrés bipolaires.

E.E.A.—Automatica și electronica 31, nr. 2, mai 1987, p. 76

Cet ouvrage décrit une méthode d'essai de la sensibilité électrostatique des circuits. On y présente aussi les considérations théoriques sur les mécanismes de détérioration et des résultats expérimentaux. On y propose des mesures pour diminuer la sensibilité électrostatique.

CD 621.3.017.8 : 67/68

CHIP RANDEMENT TECHNOLOGIE

Filimon, S. : Considérations sur des rendements de fabrication des chips pour circuits intégrés bipolaires.

E.E.A.—Automatica și electronica 31, nr. 2, mai 1987, p. 78

Cet ouvrage traite de la dépendance du rendement sur plaquette du nombre d'opérations, de la fréquence des défauts et des défauts de zone. On y présente aussi la liaison entre le rendement et le type de technologie.

CD 621.3.017.8 : 67

ASSURANCE DE LA FIABILITÉ PROCEDURE DE CONFORMITÉ CONTRÔLE STATISTIQUE

Ciobanu, M. : Plans de contrôle pour le test de conformité λ .

E.E.A.—Automatica și electronica 31, nr. 2, mai 1987, p. 81

L'introduction du programme, d'assurance de la fiabilité dans l'industrie des composants, implique l'élaboration des procédures pratiques et analytiques qui détaillent les activités du programme. La procédure de conformité a comme but la création d'un système unitaire d'essai, de traitement et de présentation des données. Les plans de contrôle obtenus par l'extension de la forme traditionnelle de traitement statique de la qualité à la fiabilité permettent de décisions unitaires sur la base d'un à volume minimum d'essai.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Automatica și electronica nr. 2

IPRS* — Băneasa — 25 de ani de activitate

Anul acesta se împlinesc 25 de ani de când ÎNȚEPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTOARE — BĂNEASA a devenit o unitate de producție independentă, prin desprinderea secției Electronica II (Unitatea Băneasa) din Întreprinderea Electronica.

Încă din anul 1961 s-au demarat investițiile pentru realizarea construcțiilor viitoarelor hale de producție pentru liniile tehnologice de fabricație a circuitelor imprimate, a condensatoarelor electrolitice, cu hîrtie, styroflex, a rezistențelor chimice etc.

În prima fază, s-a beneficiat de suportul material și uman primit de la Întreprinderea Electronica.

An de an, producția de componente s-a dezvoltat, atât cantitativ cît și calitativ, ajungînd la un spectru de tehnologii care, pentru o singură unitate, este unic în lume.

În prezent, aplicațiile industriale consumă 66% din producție, aplicațiile profesionale și speciale 19% și bunurile de larg consum 15%. Ca urmare, denumirea întreprinderii a devenit improprie. S-a considerat util să se mențină în continuare denumirea IPRS-Băneasa, aceasta constituind o marcă pentru beneficiarii interni și externi.

În continuare, se vor prezenta, în mod succint, cele mai semnificative realizări ale întreprinderii în cei 25 de ani de activitate.

- 1962 • Se pun în funcțiune primele linii tehnologice ale actualei SECȚII 2700 — COMPONENTE PASIVE :
- circuite imprimate simplu față ;
 - condensatoare electrolitice normale, cu hîrtie metalizată, cerate, uleiate, ceramice discuri și plachete, styroflex ;
 - rezistențe chimice ;
 - asperizare și oxidare folie aluminiu pentru condensatoare electrolitice.
- Se transferă de la Întreprinderea Electronica liniile tehnologice ale viitoarei SECȚII 2200 — DISPOZITIVE CU GERMANIU :
- tranzistoare aliate cu germaniu de joasă frecvență, înaltă frecvență și drift.

1963 • Se realizează noi investiții și crește producția de componente.

- Se pun în fabricație primele produse realizate prin efort propriu :
 - diode redresoare și zener aliate cu siliciu în capsule de tranzistor ;
 - fotodiode cu germaniu ;
 - condensatoare auto de 0,35 μ F ;
 - termistoare NTC încapsulate.
- Se termină montarea liniei de tronsoane ceramice pentru rezistențe chimice.
- Apar primele cărți de specialitate cu autori din IPRS-Băneasa.

1964 • Se realizează prin efort propriu condensatoare starter pentru lămpi fluorescente.

- În afara activității de asigurare cu componente electronice a întreprinderii Electronica, apar primele preocupări privind exportul de componente.
- Este publicat primul articol în reviste de specialitate din străinătate.

1965 • Se pun bazele primelor laboratoare de cercetare-proiectare pentru componente pasive și componente active.

- Se finalizează construcția noii cantine a întreprinderii.

1966 • Începe cercetarea și proiectarea primului tranzistor cu siliciu.

- Se trage primul monocristal de siliciu în întreprindere.

1967 • Se înregistrează la OSIM prima cerere de brevet de invenție.

- În cadrul serviciului Mecanic Șef se creează colectivul AUTOUTILARE, actualmente SECȚIA 2100.

1968 • La 30 noiembrie se înregistrează la OSIM marca IPRS-Băneasa.

- Începe colaborarea cu firma SILEC pentru fabricația diodelor cu siliciu tip TŪ, KS, RA 120 și F 407.
- Se pune în funcțiune linia de rezistențe bobinate prin cooperare cu firma PLESSEY.

*) Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa.

- Se realizează condensatoare balast pe baza unei tehnologii DUERM.
- În IPRS-Băneasa se pun bazele Centrului de Cercetări pentru Componente Electronice, astăzi CCSIT-CE.

1969 • Prin cooperare cu firma PLESSEY se pun în fabricație:

- condensatoare electrolitice normale;
- condensatoare poliesther metalizat.
- Se realizează noi investiții:
 - SECȚIA 2300 — DIODE ȘI TIRISTOARE CU SILICIU;
 - dispozitive cu germaniu de medie și mare putere.
- Se înființează:
 - laboratorul de PSIHOLOGIA MUNCII INDUSTRIALE ȘI ERGONOMIE;
 - atelierul de sculărie.

1970 • Începe investiția SECȚIA 2400 — CIRCUITE INTEGRATE prin cooperare cu firma THOMSON — CSF.

- Prin cooperare cu firma PLESSEY intră în funcțiune:
 - linia de condensatoare miniatură;
 - linia de asperizare-oxidare folie de aluminiu pentru condensatoare electrolitice.
- Se realizează prin efort propriu:
 - rezistențe bobinate în capsulă ceramică pentru receptoare TV;
 - prima mașină automată pentru condensatoare ceramice.
- Se dau în exploatare stațiile de apă deionizată, azot și hidrogen aferente SECȚIEI 2300.

1971 • Prima vizită în IPRS-Băneasa a tovarășului Nicolae Ceaușescu, secretar general al partidului, președintele Republicii Socialiste România.

- Apar primele produse executate în SECȚIA 2300.
- Se realizează prin efort propriu:
 - tranzistoare cu siliciu de mică putere pentru receptoare TV;
 - prima plachetă lustruită de siliciu de Ø 38 mm.
- Intră în funcțiune stația de distilare solvenți.
- Se extinde capacitatea centralei telefonice, care va deservi întreaga platformă Băneasa.

1972 • Se realizează prin efort propriu:

- condensatoare de antiparazitare;
- condensatoare electrolitice, prin achiziționarea de utilaje de la firma SPRAGUE.
- Se realizează conceptul de secție integrată de proiectare, cercetare, dezvoltare, investiții și producție.

- Se livrează primele 10 tipuri de circuite integrate logice destinate Întreprinderii de Calculatoare Electronice.
- Intră în funcțiune stația de apă deionizată ARVAG.

1973 • Se înființează:

- IPEE — Curtea de Argeș prin transferarea de la IPRS-Băneasa a liniilor de rezistențe chimice, condensatoare ceramice și termistoare;
- compartimentul MARKETING, astăzi SEICEI pentru impulsionearea activității de export;
- OFICIUL DE CALCUL.
- Se realizează prin efort propriu:
 - diode cu siliciu în capsule DO 4 și DO 5;
 - prin AUTOUTILARE o linie completă pentru fabricarea diodelor cu germaniu.
- Începe producția de circuite integrate TTL—H.

1974 • Începe să producă SECȚIA 2500 — TRANZISTOARE ȘI DIODE CU SILICIU, primele tranzistoare de mică și medie putere plastic, prin cooperare cu firma ITT-INTERMETAL.

- Se realizează prin efort propriu:
 - punți auto;
 - diode cu siliciu de mică și medie putere în capsulă plastic;
 - fabricația structurilor pe plachete de Ø 2".
- Se înființează colectivul pentru tragerea monocristalelor de siliciu.
- Se dau în folosință noi stații pentru laboratoarele de fiabilitate.
- Se transferă la IPEE-Curtea de Argeș linia de rezistențe bobinate.

1975 • Se pun în fabricație diodele de comutație și stabilizatoarele de tensiune în tehnologie planar-epitaxială.

- Se realizează prin efort propriu:
 - condensatoare pentru impulsuri cu dielectric mixt;
 - condensatoare de antiparazitare tip PMZ;
 - tiristoare de 50 A.
- Se construiește un cămin muncitoresc pentru tineret cu 300 locuri.

1976 • Intră în funcție montajul tranzistoarelor de putere homotaxiale pe baza cooperării cu firma SOLITRON.

- Se realizează prin efort propriu:
 - primul circuit integrat amplificator operațional cu aplicații în aparatură industrială;
 - condensatoare de protecție a diodelor pentru locomotive;

- punți monofazate;
- tiristoare de putere până la 200 A;
- tehnologia de iradiere pentru diode rapide.
- Se înființează biroul COLABORĂRI pentru o mai bună aprovizionare cu semifabricate de la furnizorii din țară.

- 1977** • Se realizează prin efort propriu :
- setul de circuite integrate liniare pentru echiparea televizorului alb-negru;
 - tiristoare de mică putere plastic și metal;
 - primele structuri de tranzistoare planar-epitaxiale;
 - tehnologia de aurire localizată pentru grile de circuite integrate.

- 1978** • Se introduce pe baza unui brevet de invenție ICCE, tehnologia de pasivare între plăci.
- Se realizează prin efort propriu :
 - componente profesionale de tip P1, industriale, naval, nuclear;
 - tiristoare de medie putere metal.
 - Are loc primul export de utilaje realizate în IPRS-Băneasa.

- 1979** • Se acordă în Spania, la Madrid, pentru IPRS-Băneasa, TROFEUL INTERNAȚIONAL AL CALITĂȚII.
- Se realizează prin efort propriu :
 - diode cu siliciu în capsulă TO 220;
 - punți monofazate până la 20 A;
 - tehnologia de implantare ionică.
 - Toată producția de tranzistoare și diode din SECȚIA 2500 se realizează cu structuri produse în IPRS-Băneasa.
 - Începe elaborarea de echipamente automate de sortare diode la CCSIT-CE pentru IPRS-Băneasa.
 - Apare primul număr al pliantului BETA.

- 1980** • Se realizează noi tipuri de tiristoare de putere normale și rapide, disc și bază plată.
- Se realizează prin efort propriu :
 - tehnologia de iradiere pentru tiristoare rapide pe baza unui brevet de invenție;
 - tehnologia de glasivare pentru diode.
 - Se realizează noi investiții pentru depozitele de solvenți, acizi, produse finite și laboratoare.
 - Se dă în funcțiune stația de apă deionizată prin osmoză inversă.
 - Se transferă :
 - fabricația condensatoarelor polistiren la IPEE-Curtea de Argeș;
 - linia de circuite imprimate pe platforma Pipera.

- 1981** • Se decernează IPRS-Băneasa Ordinul Muncii clasa II-a.
- Se pun în fabricație structurile de tranzistoare homotaxiale în colaborare cu firma SOLITRON.
 - Se pun în fabricație condensatoarele electrolitice OKD prin achiziționarea de utilaje.
 - Se realizează prin efort propriu :
 - primele componente pentru microunde pe baza unor brevete de invenție;
 - primele triace și tiristoare în capsulă TO 220;
 - tehnologia pentru fabricația celulelor solare.
 - Se termină proiectarea circuitelor integrate pentru receptorul TV-color, seria 600.
 - Se extinde procedeul de aurire localizată la ambaze.
 - Se realizează primul sistem de testare circuite integrate conceput în țară.

- 1982** • Se brevetează și intră în fabricație tranzistoarele PNP de înaltă frecvență pentru selectoarele evaluate.
- Se realizează prin efort propriu :
 - condensatoare pornire motoare cu hîrtie metalizată și polipropilenă;
 - primele diode cu avalanșă controlată;
 - diace;
 - lărgirea gamei tiristoarelor de putere 63—100 A și 2600 V;
 - fabricația structurilor pe plachete de O 3".
 - Se transferă la IPEE-Curtea de Argeș fabricația condensatoarelor poliestere metalizat.
 - SECȚIA 2200 oprește fabricația componentelor cu germaniu și începe fabricația montajelor de mare putere și jucării electronice.
 - Se extinde OFICIUL DE CALCUL.
 - Se preia de la IAS-Roșia, GRĂDINIȚA DE COPII.

- 1983** • Se dezvoltă pe bază de brevete de invenție 4 tehnologii de fabricație pentru tranzistoarele de putere, comutație și înaltă tensiune.
- Se realizează prin efort propriu :
 - primele circuite integrate la „cerere”;
 - cablaje cu găuri metalizate, cu utilaje fabricate la AUTOUTILARE;
 - primele încercări de creșteri epitaxiale de straturi groase;
 - sortatorul automat pentru circuite integrate liniare.
 - Se diversifică tehnologia AEG și apar primele diode de 1000 A și 2800 V.
 - Se implementează tehnologia de sudură conexiuni automată cu roboți industriali.
 - Se realizează un export semnificativ de punți auto de 40 A și 60 A.

- Intră în funcțiune sistemul de stocare și evaporare a azotului lichid de la firma L'AIR LIQUIDE.

1984 • Se decernează IPRS-Băneasa Ordinul Muncii clasa III-a.

- Se brevetează tehnologia triplă difuzie planară, care va sta la baza elaborării tipurilor de tranzistoare până la 2000 V și 400 A.
- Se dezvoltă pe baza unor brevete de invenție, tiristoare de 32 A și diode de putere cu contacte prin presiune.
- Se pun în fabricație cablaje flexibile pe suport, cu tehnologie ICPE.
- Se realizează prin efort propriu :
 - tranzistoare NPN — PNP de foarte înaltă frecvență (2 GHz);
 - circuite HLL;
 - grile MP 48 și TO 116.
- Se implementează tehnologiile DAA și SP pentru dispozitive de medie putere.
- Se realizează un export semnificativ de circuite integrate pe relația DC.
- Se dă în folosință noul teren de sport.

1985 • Se decernează IPRS-Băneasa Ordinul Muncii clasa I-a.

- Este premiat cu Medalie d'aur la Tîrgul Internațional de la Plovdiv—R.P. Bulgaria brevetul: Procedu de realizare a tranzistoarelor D-MOS de putere.
- Se înregistrează la OSIM brevete pentru dispozitive de mare putere cu senzori integrați de temperatură, tensiune de blocare, curent de conducție și stres termic.
- Se realizează prin efort propriu :
 - divizorul de frecvență de 2^{11} ;
 - circuite microstrip pentru microunde;
 - circuite integrate TTL-LS;
 - tehnologia super beta, bifet.
- Se vînd peste 400 000 seturi de jucării electronice.
- Se înființează noul CABINET DE PROTECȚIA MUNCII.
- Se dă în folosință noua clădire a serviciului Desfaceri.

1986 • Se realizează prin efort propriu : — prototipurile tranzistoarelor industriale BUS 11, BUS 12, BUW 22 și BUW 23;

- prototipul tranzistorului pentru aprindere electronică BU 930;
- prototipul tranzistorului gigant GT 250;
- microprocesoare bipolare de 1 bit;
- diode de 1600 A;
- tiristoare de 1000 A;
- tiristoare rapide în capsulă T 50;
- instalația de control nedistructiv;
- redresoare pentru LDE 1200 CP.
- Se implementează tehnologia corodării uscate în plasmă.

- Se pune la punct tehnologia pentru realizarea dispozitivelor de mare putere pînă la 4000 A și 3400 V.

O SCURTĂ PRIVIRE RETROSPECTIVĂ :

- În ultimul cincinal s-au efectuat 200 puneri în fabricație.
- În proiectare s-au realizat în medie 60 poziții de plan tehnic pe an cu 130 faze.
- În cei 25 ani de activitate s-au derulat 241 contracte de cercetare în care IPRS-Băneasa a fost beneficiar și 32 contracte de cercetare pentru care IPRS-Băneasa a fost executant.
- Începînd din 1967 au fost depuse la OSIM 105 cereri de brevete de invenție.
- În IPRS-Băneasa își desfășoară activitatea 201 inventatori și inovatori și sînt în vigoare 56 de invenții.
- Eficiența economică în urma aplicării invențiilor și inovațiilor a fost de cca. 330 milioane lei.
- În IPRS-Băneasa își desfășoară activitatea 4 doctori și 12 doctoranzi cu diferite profiluri de specialitate.
- Deși prețurile materiilor prime sînt într-o continuă creștere, eforturile tehnologice din ultimii 10 ani, au condus la 6 scăderi de prețuri la componentele din profil, reprezentînd o reducere totală medie a prețurilor de 80%.
- Pe lîngă componente electronice, IPRS-Băneasa produce pentru acoperirea necesarului platformei Băneasa următoarele fluide tehnologice :

HIDROGEN PUR	150—180 m ³ /h
AZOT	450 m ³ /h
OXIGEN	30 m ³ /h
AER USCAT	1400 m ³ /h
AER INDUSTRIAL	1300 m ³ /h
ABUR	1,4 t/h
APĂ DEIONIZATĂ	75 m ³ /h
APĂ CALDĂ ȘI SUPRAÎNCĂLZITĂ	5 Gcal/h
APĂ RECIRCULATĂ	90 m ³ /h
APĂ POTABILĂ	180 m ³ /h
NEUTRALIZARE	120 m ³ /h

- LABORATORUL DE PSIHOLOGIA MUNCII INDUSTRIALE ȘI ERGONOMICE, unic în cadrul CIETC, a realizat în perioada 1970—1986, 15186 examinări psihoaptitudinale (≈ 900 pe an) cuprinzînd următoarele categorii de examinări: încadrare, transfer intern, șefi echipă, maiștri, CTC, pentru Decret 400, studii superioare. Aceste examinări s-au realizat și pentru alți beneficiari pe bază de contracte.
- IPRS-Băneasa păstrează permanent o strînsă legătură cu cei 3636 furnizori și beneficiari cărora le livrează peste 160 milioane componente electronice în peste 16000 variante.
- Pentru cucerirea unor noi piețe de desfacere, IPRS-Băneasa participă anual la peste 30 tîrguri naționale și internaționale.

DIRECTOR GENERAL,
ing. A. Vătășescu

CZ 621.3.032 : 537.311.3

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE DE PUTERE
SENZOR DE TEMPERATURĂ INTEGRAT

Dispozitive semiconductoare de putere cu senzor de temperatură integrat

GEORGE MĂNDUȚEANU* — BUCUREȘTI

În instalațiile electrice de putere se folosesc dispozitive semiconductoare de mare putere (diode, tiristoare, tranzistoare etc.) pentru redresarea și pentru controlul curenților electrice. Aceste dispozitive semiconductoare de putere (*D.S.P.*) nu trebuie să depășească o anumită temperatură maxim admisă în timpul funcționării deoarece se distrug prin ambalare termică. Pentru a putea fi folosite la un curent și o tensiune cât mai mari în timpul funcționării, este necesar ca puterea disipată în dispozitivele semiconductoare de putere să fie evacuată cu ajutorul unor radiatoare. Este evident că nici în acest caz curentul și tensiunea de pe dispozitivele semiconductoare de putere nu pot fi oricât de mari deoarece energia disipată pe *D.S.P.* ar depăși căldura evacuată prin radiator și s-ar ajunge din nou la ambalare termică.

În scopul detectării momentului în care pe *D.S.P.* se depășește temperatura maxim admisă, în prezent se folosește un senzor de temperatură montat în exteriorul *D.S.P.* (de exemplu pe radiator). Acest senzor, împreună sau nu cu un circuit anexat indică temperatura în punctul în care este montat, temperatură care, în funcție de rezistența termică între joncțiunea *D.S.P.* și punctul respectiv, determină teoretic temperatura joncțiunii *D.S.P.* Deci, când *D.S.P.* ajunge la o temperatură $T_{j\max}$, senzorul va ajunge la o temperatură t senzor maxim.

Această metodă de determinare a temperaturii joncțiunii *D.S.P.* are următoarele dezavantaje:

a) — senzorul de temperatură este exterior *D.S.P.*, deci, temperatura, care este un parametru foarte important al funcționării *D.S.P.*, este măsurată indirect, fiind necesare calcule pentru determinarea ei;

b) — senzorul de temperatură este pus să detecteze o temperatură t senzor maximă corelată cu temperatura pe *D.S.P.* prin intermediul rezistenței termice între *D.S.P.* și senzor, dar această rezistență nu este măsurată pentru fiecare *D.S.P.*, ci este estimată (de exemplu din tipul capsulei în care se montează *D.S.P.*, din tipul radiatorului etc.) și poate introduce erori în determinarea lui $T_{j\max}$;

c) — presupunând că în momentul montării *D.S.P.* (pe radiator) și a senzorului de temperatură rezistența termică și, deci, și diferența

($T_j - t_{\text{senzor}}$) este determinată corect, nu se poate garanta că acestea rămân constante pentru toate *D.S.P.* și pentru toată perioada de funcționare a lor.

În prezent, pentru depășirea acestor dezavantaje, utilizatorii de *D.S.P.* își iau coeficienți de siguranță astfel încât *D.S.P.* sînt subsolicitate. Chiar și în aceste condiții sînt cazuri cînd *D.S.P.* se distrug din cauza depășirii $T_{j\max}$ antrenînd uneori și distrugerea altor elemente din circuitele unde sînt montate.

Prin prezenta lucrare se introduce o nouă clasă de *D.S.P.*, și anume *D.S.P.* cu senzor de temperatură integrat. Senzorul de temperatură este pentru temperaturile uzuale funcționării normale a *D.S.P.* Avantajele noii clase de *D.S.P.* sînt următoarele:

a) — senzorul de temperatură este integrat în *D.S.P.*, deci, este împerecheat în mod natural cu acesta;

b) — senzorul de temperatură este propriu fiecărui *D.S.P.*, poate fi etalonat individual și fabricantul de *D.S.P.* poate garanta pentru fiecare dispozitiv în parte comportarea senzorului în domeniul de temperatură dorit de beneficiar;

c) — măsurarea temperaturii *D.S.P.* nu este influențată de variațiile rezistențelor termice din circuitul termic al *D.S.P.*;

d) — *D.S.P.* se poate încălzi la puterea maximă fără a se lua coeficienți de siguranță, ceea ce duce la scăderea numărului de *D.S.P.* montate în paralel, deci, la scăderea gabaritului și a costului instalațiilor;

e) — creșterea siguranței în exploatare a instalațiilor electrice datorită scăderii posibilității de defectare a *D.S.P.* prin depășirea temperaturii maxim admise;

f) — posibilitatea de a măsura exact și de a optimiza rezistențele termice din circuitul termic al *D.S.P.*;

g) — face posibilă existența unei bucle de reglaj a temperaturii *D.S.P.* în timpul funcționării.

1. Principii și moduri posibile de realizare a senzorului de temperatură integrat în *D.S.P.* Propunere de simboluri.

a) — *Joncțiune semiconductoare* [1]

Se poate folosi proprietatea de variație cu aproximativ $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ a lui V_F la $I_F = \text{ct.}$

* Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa.

O configurație posibilă pentru o diodă semiconductoră de putere cu senzor integrat este prezentată în figura 1.

Senzorul de temperatură este format de joncțiunea P^+N (între electrozii S și K).

Se propune simbolul din figura 2.

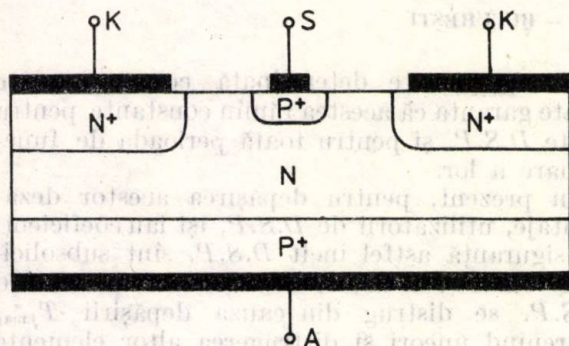


Fig. 1. Dioda semiconductoră de putere cu joncțiune PN ca senzor de temperatură integrat.

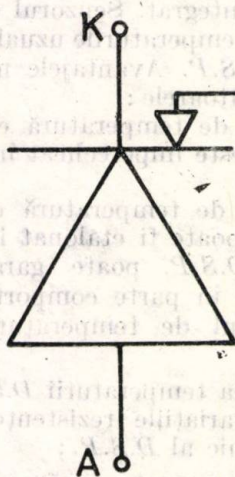


Fig. 2 — Simbol pentru dioda semiconductoră de putere cu joncțiune PN ca senzor de temperatură integrat.

b) — *Joncțiune metal-semiconductor* [1]

Se poate folosi proprietatea de variație cu temperatura a căderii de tensiune în direct la curent constant a unei diode Schottky. O configurație posibilă de realizare este prezentată în figura 3. Materialul pentru electrodul S

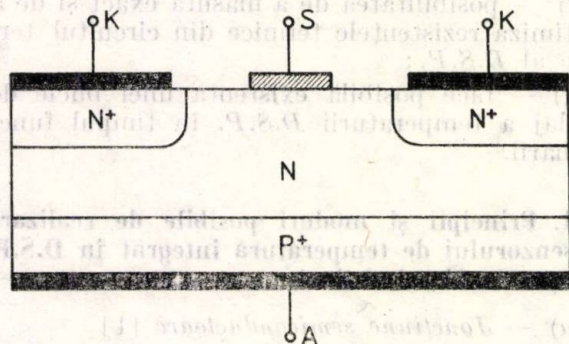


Fig. 3. Dioda semiconductoră de putere cu joncțiune metal-semiconductor ca senzor de temperatură integrat.

se alege astfel încât să formeze o diodă Schottky cu regiunea N a diodei de putere.

Se propune simbolul din figura 4.

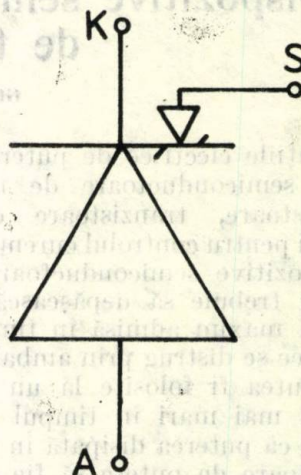


Fig. 4. Simbol pentru dioda semiconductoră de putere cu joncțiune metal-semiconductor ca senzor de temperatură integrat.

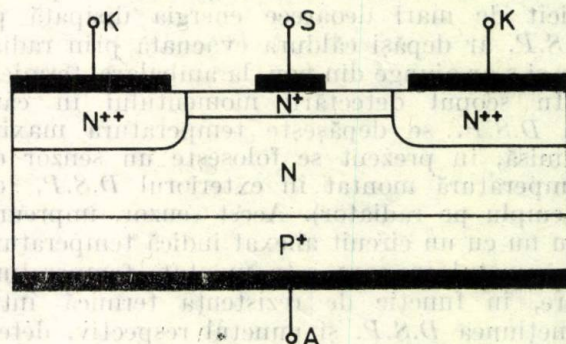


Fig. 5. Dioda semiconductoră de putere cu rezistență semiconductoră ca senzor de temperatură integrat.

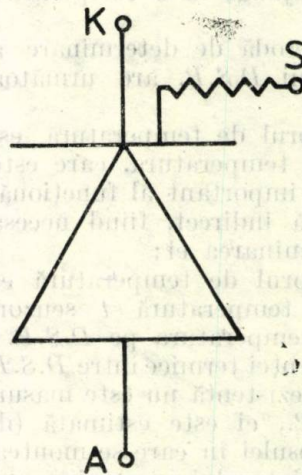


Fig. 6. Simbol pentru dioda semiconductoră de putere cu rezistență semiconductoră ca senzor de temperatură integrat.

c) — *Rezistență semiconductoră* [1]

Se folosește proprietatea de creștere cu temperatura a valorii unei rezistențe semiconductoră.

O realizare posibilă este arătată în figura 5.

Senzorul este realizat de rezistența semiconductorului tip N^+ între electrozodul S și electrozodul K .

Se propune simbolul din figura 6.

d) — *Rezistență metalică* [1]

Se folosește proprietatea de variație cu temperatura a unei rezistențe metalice realizată prin tehnologia de straturi subțiri.

Este posibilă configurația prezentată în figura 7.

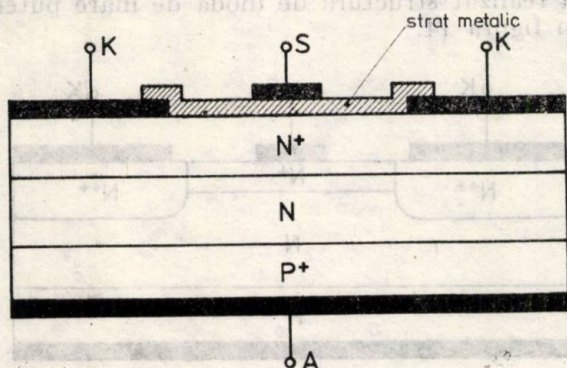


Fig. 7. Dioda semiconductor de putere cu rezistență metalică cu funcție de senzor de temperatură integrat.

Senzorul este rezistența formată de stratul metalic între electrozii S și K . Se propune același simbol ca la cazul c).

e) — *Termocuplu* [1]

Se folosește proprietatea de variație cu temperatura a tensiunii electromotoare între două metale diferite (efect termoelectric). O configurație posibilă de realizare este arătată în figura 8. Senzorul de temperatură este format

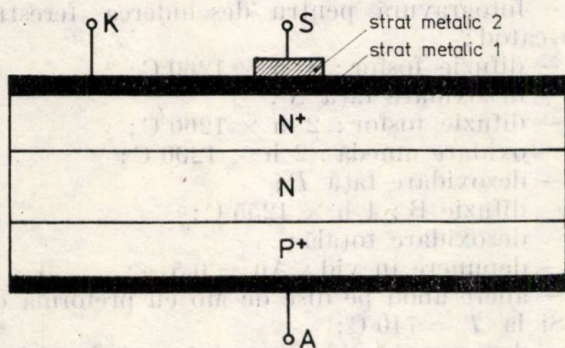


Fig. 8. Dioda semiconductor de putere cu termocuplu ca senzor de temperatură integrat.

de joncțiunea între stratul metalic 1 și stratul metalic 2, alese astfel încât să formeze un termocuplu.

Se propune simbolul din figura 9.

Observații: Toate variantele prezentate mai sus au două avantaje de bază:

a) realizare tehnologică simplă a structurii;

b) un electrod al senzorului este un electrod al diodei semiconductor de putere deci se pot folosi toate facilitățile tehnologice de mon-

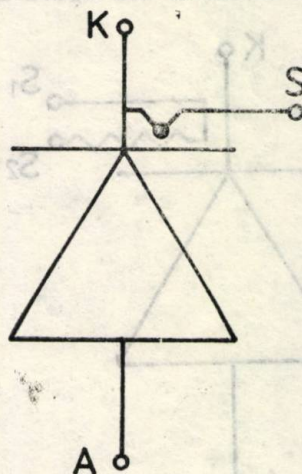


Fig. 9. Simbol pentru dioda semiconductor de putere cu termocuplu ca senzor de temperatură integrat.

taaj ale $D.S.P.$ cu trei electrozi, de exemplu ale tiristoarelor de mare putere.

Dezavantajul variantelor de mai sus este că senzorul de temperatură nu este izolat electric față de $D.S.P.$ Acest dezavantaj se poate înlătura prin introducerea între senzorul de temperatură și $D.S.P.$ a unui strat izolator, de exemplu SiO_2 sau sticlă de pasivare. Aceasta va complica însă procesul tehnologic și va necesita un electrod în plus pentru senzor, așa cum se vede în exemplele de mai jos. În plus, rezistența termică a materialului izolator va influența precizia de măsură a temperaturii joncțiunii iar capacitatea termică a materialului izolator va influența răspunsul tranzitoriu al senzorului de temperatură.

f) — *Rezistență (semiconductor sau metalică) izolată electric* [1]

O configurație posibilă este prezentată în figura 10.

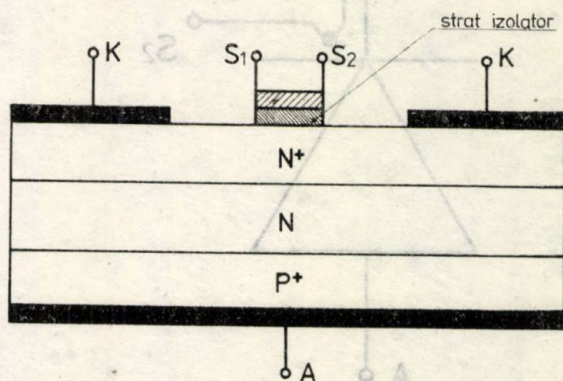


Fig. 10. Dioda semiconductor de putere cu rezistență izolată electric ca senzor de temperatură integrat.

Senzorul este realizat de rezistența (metalică sau semiconductoare) dintre electrozii S_1 și S_2 depusă pe stratul izolator.

Se propune simbolul din figura 11.

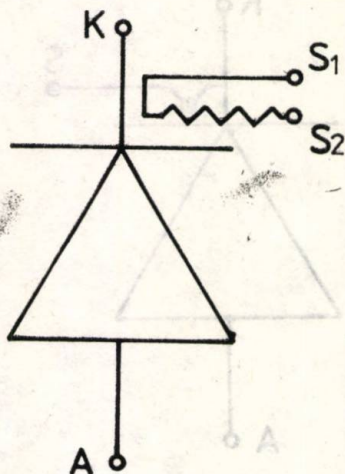


Fig. 11. Simbol pentru dioda semiconductoare de putere cu rezistență izolată electric ca senzor de temperatură integrat.

g) — *Termocuplu izolat electric* [1]

O configurație posibilă este arătată în figura 12.

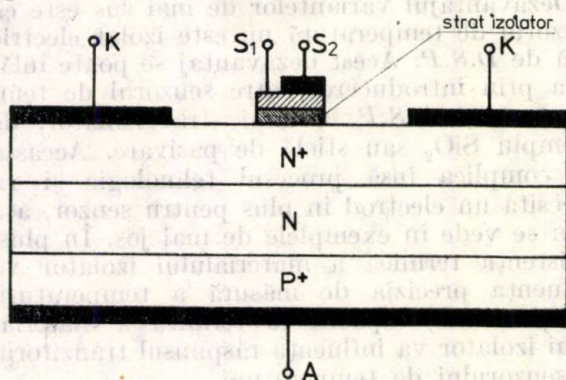


Fig. 12. Dioda semiconductoare de putere cu termocuplu izolat electric ca senzor de temperatură integrat.

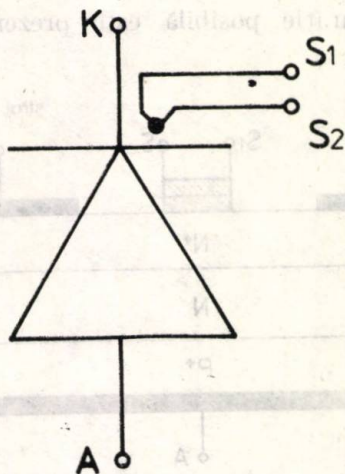


Fig. 13. Simbol pentru dioda semiconductoare de putere cu termocuplu izolat electric ca senzor de temperatură integrat.

Senzorul este realizat de termocuplul format de straturile metalice 1 și 2 depuse pe stratul izolator.

Se propune simbolul din figura 13.

2. Geometria verticală și orizontală a diodei semiconductoare de putere cu rezistență semiconductoare ca senzor de temperatură integrat

Pentru studiul comportării rezistenței semiconductoare ca senzor de temperatură integrat s-a realizat structura de diodă de mare putere din figura 14.

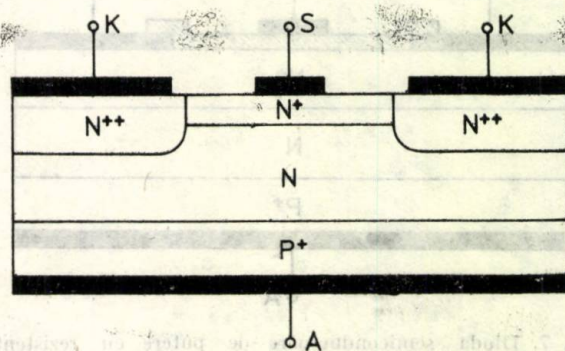


Fig. 14. Dioda semiconductoare de putere cu rezistență semiconductoare ca senzor de temperatură integrat.

S-au folosit plachete rodite pe ambele fețe de siliciu Wacker, tip n , de rezistivitate $85 \Omega \text{cm}$ și de grosime 500μ . Procesul tehnologic de realizare a structurii de diodă de mare putere cu senzor de temperatură integrat a fost următorul:

- difuzie Ga : $24 \text{ h} \times 1250^\circ\text{C}$;
- rodare : 1 față 115μ ;
- oxidare umedă : $8 \text{ h} \times 1200^\circ\text{C}$;
- fotograbură pentru deschiderea ferestrei de catod;
- difuzie fosfor : $4 \text{ h} \times 1260^\circ\text{C}$;
- dezoxidare față N;
- difuzie fosfor : $2 \text{ h} \times 1260^\circ\text{C}$;
- oxidare umedă : $2 \text{ h} \times 1200^\circ\text{C}$;
- dezoxidare față P;
- difuzie B : $4 \text{ h} \times 1255^\circ\text{C}$;
- dezoxidare totală;
- depunere în vid : $\text{Au} = 0,5 \mu$;
- aliere anod pe disc de Mo cu preformă de AlSi la $T = 740^\circ\text{C}$;
- depunere în vid : $\text{Cr} = 0,1 \mu$, $\text{Au} = 0,5 \mu$, $\text{Cr} = 0,5 \mu$;
- decupare „mesa” mecanică;
- corodare în soluție de acizi;
- pasivare;
- măsurători electrice și termice.

Geometria orizontală a dispozitivului din figura 14 și caracteristicile straturilor difuzate obținute în urma procesului tehnologic descris mai sus sînt prezentate în tabelul 1.

Deși există, în literatură, date asupra comportării rezistenței electrice a straturilor difuzate

Tabelul 1

Caracteristicile geometriei orizontale și verticale ale diodei semiconductoare de putere cu senzor de temperatură

STRATUL	$\rho [\Omega\text{cm}]$	$C_S [\text{cm}^{-3}]$	$\neq [\mu]$	$\phi_{\text{ext}} [\text{mm}]$	$\phi_{\text{int}} [\text{mm}]$
N^{++}	—	$4 \cdot 10^{20}$	45	30	6
N^+	—	$4 \cdot 10^{20}$	10	6	—
N	85	—	250	—	—
P^+	—	10^{20}	90	30	—
metalizare S	—	—	—	2	—

cu temperatura s-a considerat oportună efectuarea unor cercetări separate pentru determinarea coeficientului de variație cu temperatura a rezistenței electrice a stratului difuzat N^+ în condițiile reale ale bazei experimentale existente și prezentate mai sus.

3. Determinarea profilului de impurități a stratului N^+

Pentru determinarea profilului de impurități a rezistenței semiconductoare de tip N^+ s-a aplicat metoda îndepărtării de straturi succesive

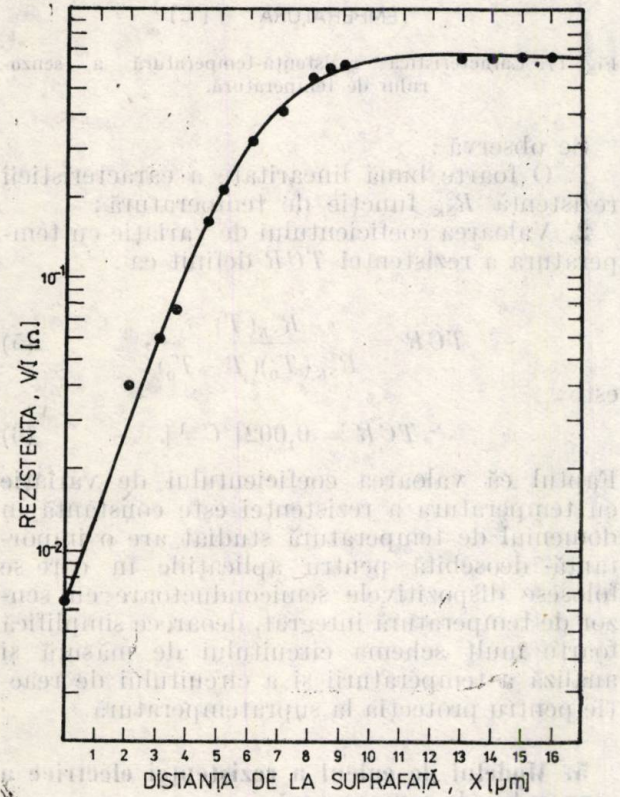


Fig. 15. Valoarea rezistenței V/I a stratului difuzat N^+ funcție de adâncimea X_J , determinată experimental.

și măsurarea de V/I . Din placheta difuzată prezentată în figura 14, s-a decupat partea centrală care conține zona N^+ , de diametru ϕ 6 mm, s-a măsurat V/I , s-au îndepărtat straturi succesive prin rodare manuală și s-a măsurat V/I după fiecare strat îndepărtat. Rezultatele sînt prezentate în figura 15.

În continuare, s-a aproximat printre puncte curba de $V/I = j(x)$. Rezultatele pentru $\Delta x = = 0,2 \mu$ sînt prezentate în tabelul 2. În acest

Tabelul 2

Caracteristicile stratului difuzat N^+

$X_J [\mu]$	$V/I [\Omega]$	$\rho [\Omega\text{cm}]$	$\sigma (\Omega\text{cm})^{-1}$	$C [\text{cm}^{-3}]$
0	6.4			
0.2	7.6	0.0016	625	5×10^{19}
0.4	8.8	0.0022	454	3.6×10^{19}
0.6	10	0.0022	454	3.6×10^{19}
0.8	12	0.00245	408	3×10^{19}
1	14	0.00335	298	2.1×10^{19}
1.2	16	0.0036	277	1.9×10^{19}
1.4	19	0.0041	244	1.65×10^{19}
1.6	22	0.0048	208	1.4×10^{19}
1.8	26	0.0057	175	1.15×10^{19}
2	30	0.0069	145	8.5×10^{18}
2.2	35	0.0083	120	6.5×10^{18}
2.4	40	0.0093	107	5.5×10^{18}
2.6	47	0.010	100	5×10^{18}
2.8	55	0.0136	73	2.9×10^{18}
3	62	0.0176	57	1.8×10^{18}
3.2	70	0.0189	53	1.6×10^{18}
3.4	80	0.022	45	1.3×10^{18}
3.6	90	0.0236	42	1.1×10^{18}
3.8	104	0.029	34	7.5×10^{17}
4	115	0.035	28	5.5×10^{17}
4.2	130	0.0336	29	6×10^{17}
4.4	150	0.044	23	3.5×10^{17}
4.6	164	0.0567	17	2.2×10^{17}
4.8	183	0.063	16	1.8×10^{17}
5	200	0.066	15	1.7×10^{17}
5.2	225	0.076	13	1.35×10^{17}
5.4	245	0.103	9.7	8×10^{16}
5.6	265	0.108	9.3	6.7×10^{16}
5.8	290	0.115	8.7	6.4×10^{16}
6	315	0.136	7.4	5.7×10^{16}
6.2	340	0.175	5.7	4.4×10^{16}
6.4	360	0.222	4.5	3.3×10^{16}
6.6	380	0.201	4.9	3.5×10^{16}
6.8	410	0.228	4.4	3.1×10^{16}
7	430	0.284	3.5	2.4×10^{16}
7.2	455	0.284	3.5	2.4×10^{16}
7.4	480	0.350	2.8	1.9×10^{16}
7.6	500	0.429	2.3	1.5×10^{16}
7.8	520	0.501	2	1.2×10^{16}
8	537	0.658	1.5	9×10^{15}
8.2	550	0.902	1.1	6×10^{15}
8.4	560	0.866	1.15	6.3×10^{15}
8.6	575	0.758	1.3	7.5×10^{15}
8.8	590	0.953	1.05	5.7×10^{15}
9	600	0.995	1	5.5×10^{15}
9.2	615			

tabel mai sînt prezentate și valorile pentru următorii parametrii :

a) — $\rho(x)$. S-a calculat cu ajutorul formulei:

$$\rho(x_2) = 0,4343 \cdot K \cdot \Delta x \cdot \frac{\left(\frac{V}{I}\right)_{x_2}}{\lg \frac{\left(\frac{V}{I}\right)_{x_3}}{\left(\frac{V}{I}\right)_{x_1}}} \quad (1)$$

Coeficientul de formă K determinat experimental are valoarea $K = 3,44$.

b) — $\sigma(x)$. S-a calculat:

$$\sigma(x) = \frac{1}{\rho(x)} \quad (2)$$

c) — $C(x)$. S-a determinat din curbele IRVIN de dependență:

$$C = f(\rho) \quad (3)$$

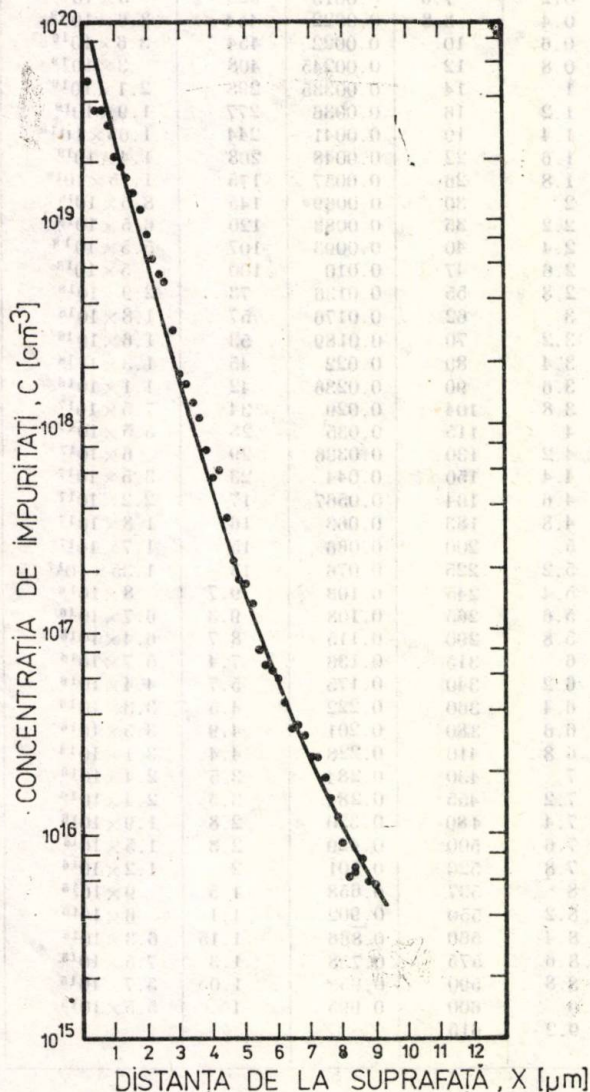


Fig. 16. Profilul concentrației de impurități a stratului N^+ determinat din valorile lui V/I din fig. 15.

și este prezentată în figura 16.

Profilul rezultat poate fi aproximat analitic prin relația:

$$C(x) = C(0) [0,8 \times \exp(-x/0,4) + 0,2 \times \exp(-x)] \quad (4)$$

4. Caracteristica rezistență-temperatură a senzorului de temperatură

S-a măsurat valoarea rezistenței electrice R_{SK} între electrozi de senzor și de catod, la temperaturi între 25°C și 125°C . Rezultatul este trecut în figura 17.

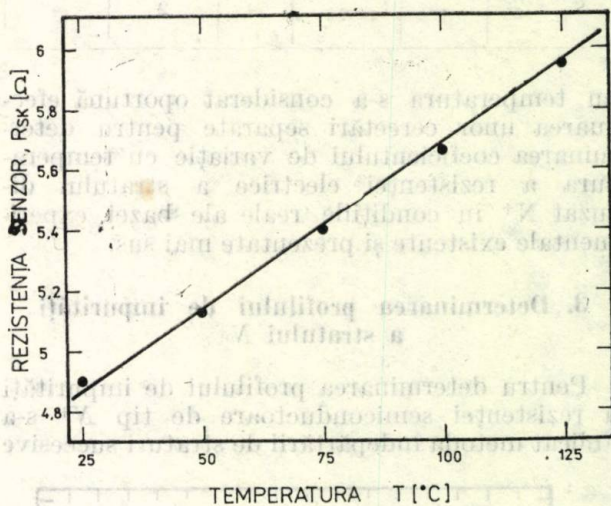


Fig. 17. Caracteristica rezistență-temperatură a senzorului de temperatură.

Se observă:

1. O foarte bună linearitate a caracteristicii rezistență R_{SK} funcție de temperatură;
2. Valoarea coeficientului de variație cu temperatura a rezistenței TCR definit ca:

$$TCR = \frac{R_{SK}(T)}{R_{SK}(T_0)(T - T_0)} \quad (5)$$

este:

$$TCR = 0,002 [^\circ\text{C}^{-1}] \quad (6)$$

Faptul că valoarea coeficientului de variație cu temperatura a rezistenței este constantă în domeniul de temperatură studiat are o importanță deosebită pentru aplicațiile în care se folosesc dispozitivele semiconductoare cu senzor de temperatură integrat, deoarece simplifică foarte mult schema circuitului de măsură și analiză a temperaturii și a circuitului de reacție pentru protecția la supratemperatură.

5. Modelul de calcul a rezistenței electrice a senzorului de temperatură

Pentru calculul rezistenței electrice a senzorului de temperatură s-a considerat modelul

din figura 18. În această figură au fost trecute și dimensiunile reale în μm conform tabelului 1. Este important de calculat rezistența stratului

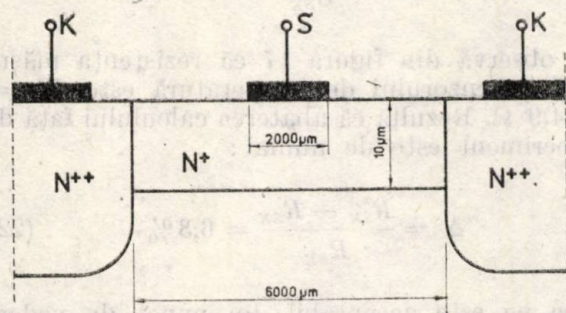


Fig. 18. Modelul pentru rezistența semiconductoră ca senzor de temperatură.

N^+ între contactul, S de senzor și contactul, K de catod. Ne propunem să arătăm că putem presupune senzorul ca fiind de forma unui cilindru cu interiorul la potențialul de senzor, V_S și cu exteriorul la potențialul de catod, V_K . (Acest cilindru îl vom numi regiunea circulară II). Pentru aceasta va trebui să arătăm că rezistența regiunilor I și III sunt neglijabile față de rezistența regiunii circulare II .

Vom considera numai regiunea I , deci stratul difuzat N^+ de sub contactul de senzor. Această regiune semiconductoră este un cilindru de diametru 2000μ , de înălțime 10μ și de rezistivitate variabilă, mai mică la suprafața de sus și mai mare la bază, conform datelor experimentale prezentate în tabelul 2. Curentul de senzor I_S va circula așa cum se vede în figura 19, deci va trece prin regiunea I , apoi

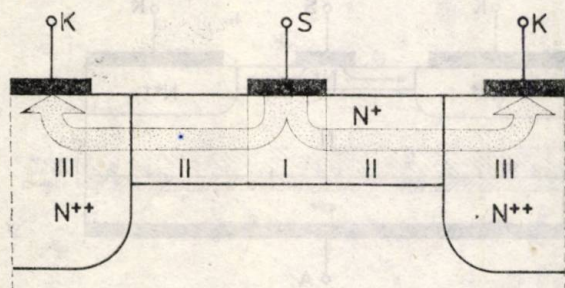


Fig. 19. Traseul curentului electric prin rezistența semiconductoră.

prin regiunea circulară II și prin regiunea III din contactul de anod.

Facem presupunerea că tot curentul va trece prin regiunea I , de la contactul de senzor pînă la bază și apoi va intra în regiunea circulară II . Așa cum am arătat mai sus, rezistența regiunii I variază de-a lungul generatoarei conform cu valorile V/I măsurate mai sus. Cazul cel mai defavorabil, în care rezistența regiunii I este sigur mai mare decît cea reală, este dacă presupunem că regiunea I este omogenă, cu rezisti-

vitătea egală cu cea a ultimului strat de $0,2 \mu$ considerat, deci la o valoare a lui $V/I = 600 \Omega$ ($\rho = 1 \Omega\text{cm}$). În acest caz, rezistența regiunii I va fi:

$$R_I = \rho \frac{l}{s} = 1 \cdot \frac{10 \cdot 10^{-4}}{\pi \cdot 10^{-2}} \approx 3 \cdot 10^{-2} \Omega = 30 \text{ m}\Omega. \quad (7)$$

Rezistența regiunii III va fi mai mică decît rezistența regiunii I deoarece pe adîncimea de 10μ stratul N^{++} , cu $X_J = 45 \mu$ are o rezistivitate mai mică decît stratul N^+ . În plus, suprafața rezistenței R_{III} va fi mai mare. Presupunem cazul defavorabil în care $R_{III} = R_I$.

Se observă că rezistența măsurată R_{SK} , în condițiile modelului propus, este:

$$R_{SK} = R_I + R_{II} + R_{III} \approx 2R_I + R_{II}. \quad (8)$$

Dar:

$$R_{SK} = 5 \Omega \text{ (fig. 17)} \quad (9)$$

$$R_I = 30 \text{ m}\Omega. \quad (10)$$

Deoarece:

$$2R_I = 60 \text{ m}\Omega \ll 5 \Omega = R_{SK}. \quad (11)$$

Rezultă:

$$R_{SK} \approx R_{II}. \quad (12)$$

Altfel spus, căderea de tensiune pe regiunile I și III este neglijabilă față de căderea de tensiune pe regiunea II , deci regiunile I și III se pot considera echipotențiale față de căderea de tensiune pe regiunea II . În acest fel modelul propus ca rezistența senzorului să fie dată de rezistența cilindrului II din figura 19 este justificat.

6. Calculul rezistenței electrice a senzorului de temperatură

Se va presupune că rezistența senzor de temperatură este de forma unui cilindru conform cu cele prezentate în paragraful anterior, avînd dimensiunile din figura 18.

Deoarece conductivitatea laterală a acestui cilindru este variabilă funcție de x_J conform tabelului 2, s-a considerat că rezistența cilindrului este formată din mai multe rezistențe cilindru în paralel, cu grosimea $\Delta x = 0,2 \mu$ și cu conductivitatea constantă și egală cu valoarea din tabelul 2 (fig. 20).

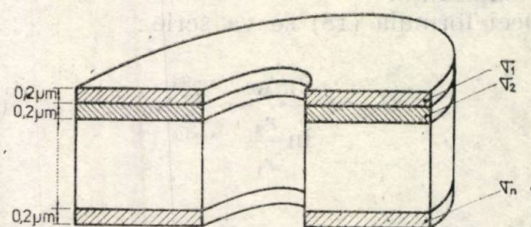


Fig. 20. Modelul de calcul al rezistenței electrice a senzorului de temperatură integrat.

Pentru calculul rezistenței totale R s-a considerat :

$$R = R_1 \parallel R_2 \parallel \dots \parallel R_n. \quad (13)$$

Notînd cu $G = \frac{1}{R}$ conductanța stratului analizat și cu G_i conductanțele straturilor de conductivități $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n$, rezultă :

$$G = \sum_{i=1}^n G_i. \quad (14)$$

Se știe că rezistența unui cilindru omogen cu razele r_1, r_2 și înălțimea x este :

$$R = \frac{\rho}{2\pi x} \ln \frac{r_2}{r_1}; \quad (15)$$

sau :

$$G = \sigma \cdot 2\pi x \frac{1}{\ln \frac{r_2}{r_1}}. \quad (16)$$

Rezultă că pentru fiecare din rezistențele R_i se poate scrie :

$$G_i = \sigma_i \cdot 2 \cdot \pi \cdot \Delta x \cdot \frac{1}{\ln \frac{r_2}{r_1}}. \quad (17)$$

Deci :

$$G_{SK} = \sum G_i = \frac{2\pi \Delta x}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \sum \sigma_i. \quad (18)$$

În expresia de mai sus $\Delta x = 0,2 \mu$, $r_2 = 6 \text{ mm}$, $r_1 = 2 \text{ mm}$, iar valorile lui σ_i sînt cele din tabelul 2.

Deoarece placheta pe care s-au realizat dispozitivele a fost o plachetă rodată, s-a determinat grosimea stratului perturbat mecanic și s-a găsit valoarea de 1μ .

Din motivul arătat mai sus s-a considerat că rezistența cilindrică începe de la grosimea de 1μ sub suprafață.

Deci formula (18) se va scrie :

$$G_{SK} = \frac{2\pi \Delta x}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \cdot \sum_{x=1\mu}^{x=9\mu} \sigma_i. \quad (19)$$

Folosind valorile lui σ_i din tabelul 2 rezultă :

$$G_{SK} = 0,217 \Omega^{-1}; \quad (20)$$

deci :

$$R_{SK} = \frac{1}{G_{SK}} = 4,61 \Omega. \quad (21)$$

Se observă din figura 17 că rezistența măsurată a senzorului de temperatură este $R_{SK}^o = 4,9 \Omega$. Rezultă că abaterea calculului față de experiment este de numai :

$$\Delta = \frac{R_{SK}^o - R_{SK}}{R_{SK}} = 6,3\%, \quad (22)$$

ceea ce este acceptabil din punct de vedere ingineresc.

7. Influența senzorului de temperatură asupra caracteristicii de blocare a diodei semiconductoare de putere

S-au făcut măsurători ale curentului și tensiunii de blocare ale diodei de putere funcție de curentul prin rezistența senzor de temperatură, pentru temperaturi între 25 și 150°C . Dioda semiconductoare de putere a avut tensiunea de străpungere între 2200 – 2400 V . Rezultatul măsurătorilor este următorul :

— Caracteristica de blocare a diodei de putere pentru tensiuni între $0 \div 2000 \text{ V}$ nu este influențată de senzorul de temperatură pentru curenți de senzor, I_{SK} , între -15 mA și $+15 \text{ mA}$ pentru orice temperatură între 25°C și 150°C .

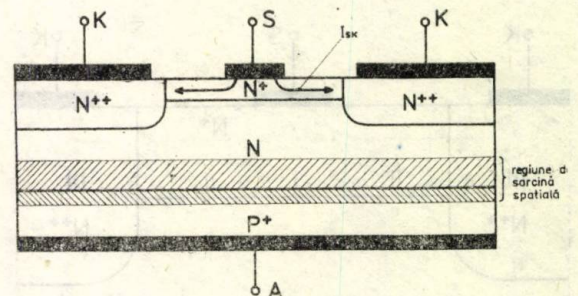


Fig. 21. Model pentru explicarea independenței caracteristicii de blocare de curentul de senzor.

Explicația acestui fapt este următoarea (fig. 21) :

— Curentul de senzor I_{SK} este un curent de electroni (purători majoritari ai stratului N^+) și acest curent va putea circula numai între catod și senzor deoarece sensul câmpului electric E , din regiunea de sarcină spațială se opune mișcării particulelor încărcate negativ spre anod. În felul acesta între anod și catod va circula numai curentul generat în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii PN.

8. Influența tensiunii de blocare a diodei semiconductoare de putere asupra senzorului de temperatură

S-au măsurat caracteristicile :

$$V_{SK} = f(I_{SK}, T^{\circ}, V_R, I_R) \quad (23)$$

Domeniile de măsură au fost :

$$I_{SK} = -15 \text{ mA} \div +15 \text{ mA} \quad (24)$$

$$T^{\circ} = 25 \div 150^{\circ}\text{C}$$

$$V_R = 0 \div 2000 \text{ V}$$

$I_R = 0 \div 6,8 \text{ mA}$ (rezultat din caracteristica diodei de putere la diferite tensiuni și temperaturi).

Rezultatul măsurătorilor arată că senzorul de temperatură nu este influențat de tensiunea de blocare a diodei de putere pentru domeniile de măsură arătate mai sus.

Acest fapt se întâmplă în următoarele condiții (fig. 22) :

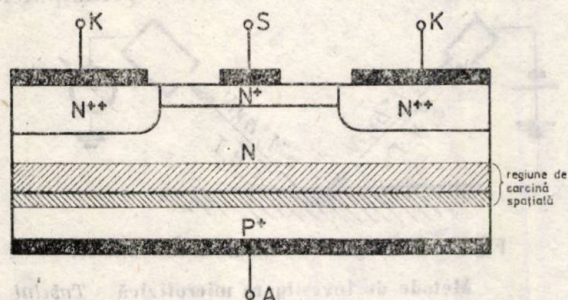


Fig. 22. Model pentru explicarea independenței caracteristicii senzorului de temperatură de tensiunea de blocare.

1. Rezistența stratului N^+ este mult mai mică decât rezistența substratului N deci rezistența senzorului este practic rezistența stratului N^+ și orice modificare a rezistenței senzorului poate fi dată numai de modificarea rezistenței stratului N^+ .

2. Adâncimea stratului N^+ este mai mică decât adâncimea stratului N^{++} , deci în cazul unei diode care nu este pătrunsă, regiunea de sarcină spațială a joncțiunii PN nu va atinge marginea regiunii difuzate N^+ , deci nu va putea modifica rezistența acestui strat, ceea ce se realizează în mod normal la diodele de putere care nu lucrează în regim de pătrundere.

Cele două condiții de mai sus sînt suficiente pentru ca rezistența stratului difuzat N^+ să fie folosită ca senzor de temperatură în perioada în care dioda este blocată.

9. Concluzii

În lucrare a fost introdusă o clasă nouă de dispozitive semiconductoare și anume dispozitive semiconductoare de putere cu senzor de temperatură integrat. A fost studiat cazul concret al unei diode de putere cu rezistență semiconductoare ca senzor de temperatură integrat. Modelul teoretic propus verifică în limita a 10% rezultatele măsurătorilor. Determinările experimentale au arătat de asemenea că rezistența semiconductoare studiată poate fi folosită ca senzor de temperatură în perioada în care dioda de putere este blocată.

Bibliografie

[1] Mănduțeanu, G. "Teză de doctorat", Institutul Politehnic București, 1987.

CZ 621.793 : 537.311 : 608.1

METALIZAREA LA SEMICONDUCTOARE
INVESTIGARE MICROFIZICĂ
INVESTIGARE ELECTRICĂ

Investigarea microfizică și electrică a metalizărilor la dispozitivele semiconductoare și circuitele integrate

PETRU AL. DAN *, GHEORGHE BREZEANU **, DAN DASCĂLU ** — BUCUREȘTI

Introducere

Metalizarea este prezentă la toate dispozitivele semiconductoare (DS) și circuitele integrate (CI) ca un element indispensabil, distinct și avînd funcții bine definite. Din punct de vedere istoric, în perioada de început a DS și CI, metalizarea constituia mai degrabă o problemă de abilitate tehnologică, cercetarea acestora fiind cu mult devansată de preocupările privind cunoașterea fenomenelor de *volum*, care au stat la baza primelor dezvoltări semnificative în domeniul semiconductoarelor. Ulte-

rior, progresul spectaculos, impus mai ales de miniaturizare, a condus la creșterea importanței fenomenelor de *suprafață* și de *interfață*. În acest context, metalizarea s-a dovedit a fi direct implicată în performanțele și fiabilitatea DS și CI. A devenit astfel necesară abordarea științifică adecvată a acestora. Au proliferat variante de metalizări din ce în ce mai perfecționate și mai sofisticate [1]. În prezent metalizarea, ca structură, comportare și tehnologie de realizare, trebuie luată în considerare la proiectarea oricărui DS sau CI.

Metalizarea la DS și CI este prezentă sub două forme :

* Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa.

** Institutul Politehnic — București.

a) contactul metal-semiconductor (CMS); b) peliculele metalice aflate în contact cu alte materiale decât semiconductorul propriu-zis. Metalizarea se prezintă, în general, ca un sistem material eterogen multistrat, relativ neuniform, dar esențialmente unitar, putând îndeplini funcțiile de: a) element activ (de exemplu dioda Schottky); b) acces electric și termic la dispozitiv; c) comandă (de exemplu poarta tranzistorului MOS); d) interconectare; e) protecție împotriva unor interacțiuni fizico-chimice nedorite (barieră de difuzie); f) suport mecanic (de exemplu radiatorul integrat al DS de microunde). Metalizările constituie structuri cu dinamică rapidă în timpul proceselor tehnologice de formare, și cu o dinamică lentă dar continuă (în sensul degradării) în timpul solicitărilor în funcționare [2].

Cunoașterea în profunzime a acestor tipuri de structuri materiale a devenit posibilă prin utilizarea unor tehnici de *investigare* complexe, de mare acuratețe și rezoluție, dublate de metode teoretice foarte avansate, cu caracter interdisciplinar (electronică, fizică, chimie, metalurgie). Studiul experimental al metalizărilor presupune, pe de o parte, analiza *microfizică* a caracteristicilor fizico-chimice ale straturilor formate precum și a dinamicii acestora, și, pe de altă parte, determinarea comportării *electrice* a sistemului analizat.

Prezenta lucrare constituie o sinteză privind principalele tehnici moderne de *investigare* microfizică și electrică a metalizărilor la DS și CI. Informațiile comunicate de autori constituie rodul primei activității sistematice în domeniu desfășurată pe plan național, în urma căreia a putut fi elaborată o *metodologie* standard de cercetare, care apelează atât la mijloace experimentale disponibile în țară, cât și la dotări noi pentru a căror necesitate urgentă se pledează implicit. Metodologia a fost aplicată extensiv, în limitele dotării disponibile, la studiul unor metalizări pe Si (Al, Ni, Ti, Cr, Mo, Au, Ag în straturi unice sau multiple), pentru o gamă largă de utilizări: circuite integrate, tranzistoare, diode Schottky, dispozitive de putere. Nu se va insista aici asupra metodelor experimentale clasice (mecanice, optice, chimice) având caracter „macroscopic” în raport cu dimensiunile specifice metalizărilor.

1. Investigarea microfizică

Obiectul investigației îl constituie proprietăți și fenomene complexe la scară microscopică: structură, compoziție, stări electronice localizate, variații locale de potențial, interdifuzii, reacții chimice locale, compuși intermetalici, interacțiuni cu impuritățile, transport de masă etc. Nivelul de profunzime al investigației este corelat cu tendințele de miniaturizare (joncțiuni de 0,1–0,25 μm , oxizi de 100–250 Å, trasee

metalice îngustate la 0,5–1,5 μm , densități de curent peste $10^6 \text{ A} \cdot \text{cm}^{-2}$, previzibile pentru următorii ani [3]). Necesitatea înțelegerii și controlului unor procese determinante pentru metalizări (adsorbția metalului pe substrat, formarea barierei metal-semiconductor, efectele impurităților, interacțiunile cu straturile adiacente și cu ambianța fizico-chimică locală etc.) implică investigații pînă la scară atomică. Progresul tehnologic și dezvoltarea tehnicilor specifice de *investigare* a suprafețelor, interfețelor și straturilor subțiri s-au stimulat reciproc. De exemplu, a devenit uzual vidul foarte înalt (10^{-11} – 10^{-10} torr) pentru unele investigații. Pe de altă parte s-a dovedit posibilă depunerea controlată a unor straturi metalice submonoatomice.

Metodele de investigație [4–7] pot fi clasificate în funcție de agentul de excitație al probei, respectiv semnalul purtător de răspuns: electroni, ioni, fotoni, particule neutre, cîmp electromagnetic, energie termică, unde de suprafață ș.a. (fig. 1). În tabelul 1 sînt listate principalele



Fig. 1. Principiul investigației microfizice.

Metode de investigație microfizică Tabelul 1

	Excitație				
	e^-	I^+	$h\nu$	$\vec{E}, \vec{H}$	
R ă s p u n s	e^-	SEM; AES; SAM; TEM; STEM; LEED; HEED; RHEED; ILEED	INS	XPS; XPSF; UPS; (ESCA).	FEM; IETS.
	I^+	EIID; EPSMS	RBS; RBSF; TIS; ISS; SIMS		FIM
	$h\nu$	EDX; WDX EPM (EMXA); CIS; APS.	IIX(IMXA)	IRTM; IRRAS; RSS; XRD; XRT Elipsom.	
	N	EID; SDMM		PD	
Altele		NRA			CP; NMR; EPR.

metode utilizate pentru structuri de suprafață, fiind marcate cele aplicate mai frecvent în studiul metalizărilor. Abrevierile reprezintă inițialele denumirilor din limba engleză, și vor fi explicate mai departe.

Investigarea, distructivă sau nu, poate fi efectuată în condiții dinamice sau statice, după cum proba este sau nu excitată suplimentar — de exemplu polarizată — pentru a fi examinată în condiții de funcționare. În general, rezultatele obținute nu permit o interpretare directă, fiind necesară o prelucrare (uneori laborioasă) a acestora, cu mijloace automate de calcul și afișare, anexate aparaturii de investigare.

Este utilă o comparație între metodele de investigare mai importante, din punctul de vedere al performanțelor esențiale. În figura 2 sunt delimitate domeniile de energii ale fasciculelor incidente. Figura 3 prezintă rezoluțiile de adâncime (RA) și spațială (RS), precum și sensi-

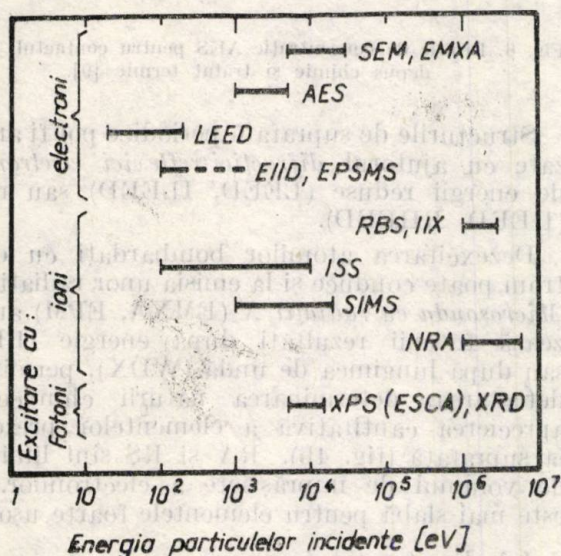


Fig. 2. Energii de excitație.

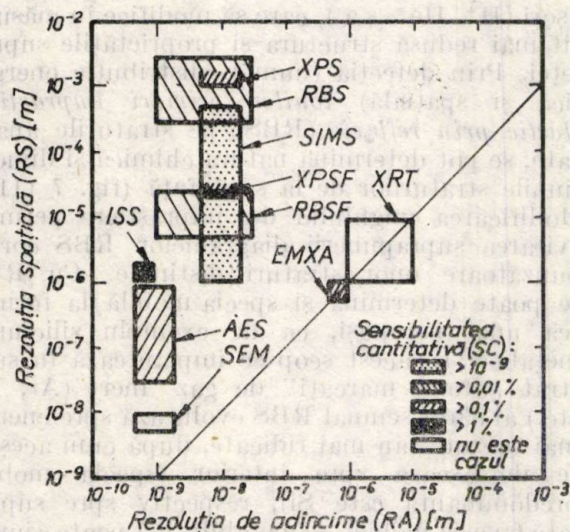


Fig. 3. Rezoluții și sensibilități.

bilitatea cantitativă (SC) a detectării de material. Acuratețea investigării poate fi afectată de mai multe surse de imprecizie: rezoluția metodei (principală sau limitată de aparatură), structura particulară a probei, respectiv modul de procesare a acesteia în timpul investigării. În consecință, s-a impus utilizarea combinată, complementară, a mai multor tehnici diferite (de exemplu SEM — EDX — WDX; SEM — AES — RBS — SIMS).

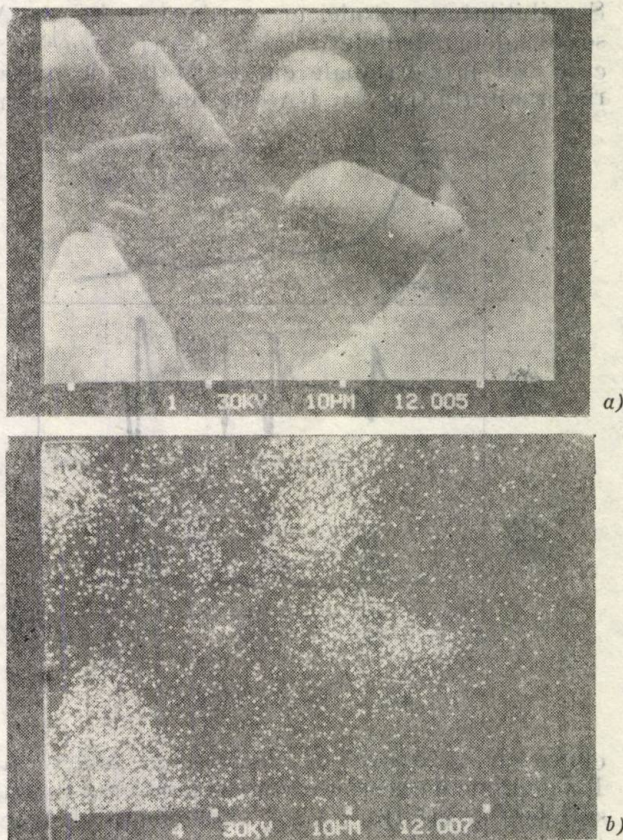


Fig. 4. Nichelare chimică incorectă pe Si. a) Vizualizare prin SEM. b) Identificarea prezenței Ni prin WDX [8].

1.1. Excitare cu electroni

Microscopia electronică de baleiaj (SEM) permite analiza nedistructivă topologică și dimensională a suprafețelor (fig. 4.a [8]). Fasciculul de electroni primari baleiază proba sincron cu fasciculul unui tub catodic, care este modulată în funcție de numărul de electroni secundari emiși de probă și apoi detectați. RA este limitată de adâncimea maximă de „scăpare” a electronilor secundari, deci de drumul liber mijlociu al acestora, care limitează, alături de diametrul fasciculului primar, și RS. Rezoluția poate fi îmbunătățită prin facilități de vizualizare și contrast. Proba poate fi analizată și în regim dinamic (de exemplu regimul EBIC).

Spectroscopia electronică de tip Auger (AES), eventual și cu baleiaj (SAM), are la bază următoarele procese: dezexcitarea atomilor probei

prin venirea unor electroni din păturile superioare în locurile vacante lăsate de electronii adinși dislocuiți în urma bombardării, implică eliberarea de energie care poate conduce la emisia unor electroni secundari (Auger). Detectarea acestora și măsurarea energiei lor (E), caracteristică atomilor respectivi, permite identificarea chimică a elementelor bombardate. Numărul electronilor Auger este mult mai mic decât al tuturor electronilor secundari $N(E)$, răspunsul util fiind puternic înecat în zgomot. Sensibilitatea metodei crește dacă în loc de N se consideră mărimile $(dN/dE)_{v-v}$ sau $(d^2N/dE^2)_{b-v}$ care sînt proporționale cu cantitatea de material analizată (fig. 5). RA este limitată de adin-

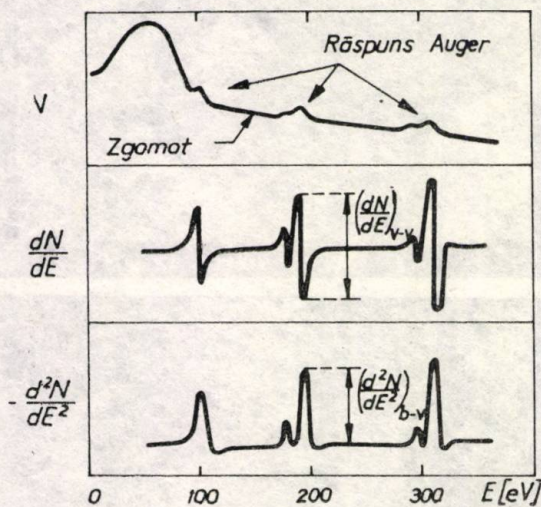


Fig. 5. Spectre AES.

cimea de „scăpare” a electronilor Auger, iar RS depinde de necesitatea colectării unui număr suficient de electroni Auger și de efectul distructiv al fascicului energetic primar asupra structurii suprafeței; SC coboară pînă la 0,1–0,3 % atomice, cu excepția elementelor foarte ușoare. Se pot detecta 0,01 straturi monoatomice prezente pe suprafață. O sursă importantă de erori provine din modificarea spectrelor AES ale unui element cînd acesta se află plasat între atomii altui element (efect de rețea). Pentru determinarea profilelor d concentrație în adîncime, AES poate fi cuplată cu pulverizarea ionică controlată a unor straturi succesive ale probei (fig. 6, [9]). În acest caz sînt necesare corecții pentru erorile induse de pulverizare: intermixări atomice în straturi superficiale (100–200 Å), asperizări ale suprafeței, îndepărtarea preferențială a atomilor mai ușori din rețea, modificarea chimică a compușilor datorită acțiunii energetice a ionilor.

Microscopia electronică de transmisie (TEM), eventual cu baleiaj (STEM), necesită subțierea extremă a straturilor analizate, pentru a putea fi penetrate de electronii primari. Topologia

suprafețelor poate fi studiată prin tehnica replicilor (mulaje ale suprafeței). Prin interferența/difracția fasciculelor electronice multiple, rezoluția TEM poate ajunge la nivel atomic [10].

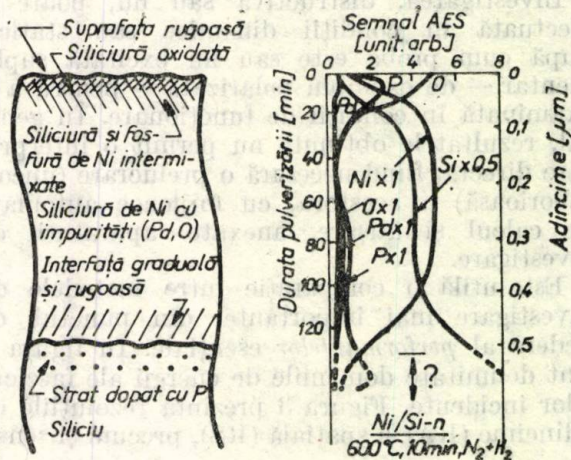


Fig. 6. Profile de concentrație AES pentru contactul Ni/Si depus chimic și tratat termic [9].

Structurile de suprafață periodice pot fi analizate cu ajutorul difracției/reflexiei electronilor de energii reduse (LEED, ILEED) sau mari (HEED, RHEED).

Dezexcitarea atomilor bombardați cu electroni poate conduce și la emisia unor radiații X. Microsonda cu radiații X (EMXA, EPM) analizează fotonii rezultați după energie (EDX) sau după lungimea de undă (WDX), permițînd detectarea, determinarea naturii chimice și aprecierea cantitativă a elementelor prezente la suprafață (fig. 4b). RA și RS sînt limitate de volumul de împrăștiere a electronilor. SC este mai slabă pentru elementele foarte ușoare.

1.2. Excitare cu ioni

Sînt preferate fascicule cu ioni energetici ușori (H^+ , He^+ , ș.a.), care să modifice în măsură cît mai redusă structura și proprietățile suprafeței. Prin detecția (număr, distribuție energetică și spațială) ionilor primari împrăștiati elastic prin reflexie (RBS) pe straturile analizate, se pot determina natura chimică și dimensiunile straturilor de la suprafață (fig. 7 [11]). Modificarea unghiului de împrăștiere permite evitarea suprapunerii diagramelor RBS corespunzătoare unor straturi distincte. Cu RBS se poate determina și specia mobilă la formarea unor compuși, ca de exemplu siliciurile metalice. În acest scop se plantează în substrat „atomi marcați” de gaz inert (Ar, Xe etc.) al căror semnal RBS evoluează spre energii mai scăzute sau mai ridicate, după cum aceștia se deplasează spre interior (specia mobilă predominantă este Si), respectiv spre suprafață (specia mobilă — metalul). RA poate ajunge

de la 200–300 Å (detector cu corp solid) la 10–20 Å (analizor magnetic), iar RS (uzual 0,3–3 mm) poate fi îmbunătățită (5–25 μm) prin focalizarea fascicului ionic (RBSF). SC scade în cazul elementelor ușoare, mai ales

dare care necesită precauții și corecții în interpretarea rezultatelor.

1.3. Excitare cu fotoni

Spectroscopia electronică pentru analize chimice (ESCA) se bazează pe detecția și analiza energetică a electronilor emiși în urma excitației cu radiații X (XPS) sau ultraviolete (UPS). Se pot detecta fotoelectronii excitați din păturile electronice adânci, rezultând informații (neafectate de legăturile chimice [7]) despre elementele prezente. Numărul mic de electroni generați, din care pot fi emiși numai cei foarte apropiați de suprafață, face ca zgomotul să fie redus, nemaifiind necesară — ca la AES — derivarea semnalului. Îndepărtarea succesivă de straturi prin bombardament ionic permite determinarea profilelor de concentrație. RS slabă (1 mm) poate fi ameliorată (20 μm) cu precauții speciale pentru focalizare (XPSF). SC scade la elementele foarte ușoare.

Se utilizează, de asemenea, metode bazate pe răspunsul cu fotoni, în domeniile X (XRD, XRT), infraroșu (IRTM, IRAAS), respectiv vizibil (elipsometria, RSS).

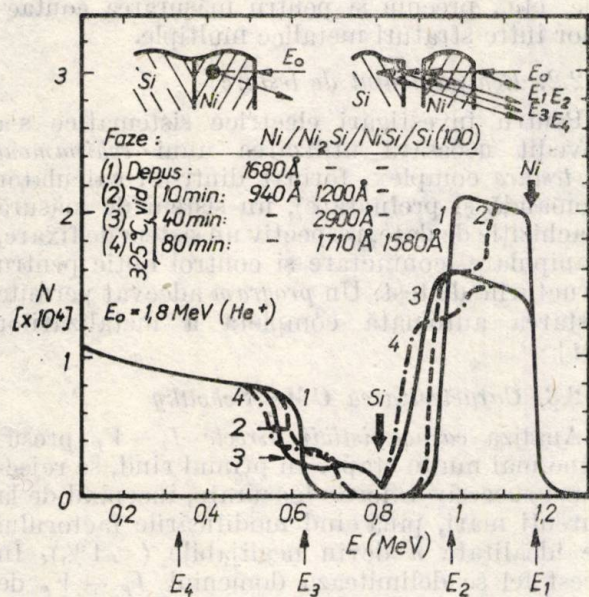


Fig. 7. Formarea succesivă a siliciurilor de Ni prin tratament termic in vid, pusă în evidență cu ajutorul RBS [11].

cind acestea se află în rețele de atomi gri, datorită secțiunii de împrăștiere reduse. În cazul unor straturi puternic subțiate se poate analiza și împrăștierea elastică prin transmisie a ionilor primari (TIS).

Analiza electrostatică a ionilor de gaze nobile (He⁺, Ne⁺, Ar⁺) la energii scăzute, în urma împrăștierei elastice a acestora (ISS) este foarte sensibilă pentru investigarea suprafeței (RA = 5–10 Å, putând fi detectate 0,1–1 straturi monoatomice) întrucât ionii care pătrund sub suprafață pierd mult din energie și sînt în final neutralizați, fără a mai putea fi detectați.

Spectroscopia de masă a ionilor secundari (SIMS) utilizează fascicule primare de ioni mai grei (Ne⁺, Ar⁺, O⁺, N⁺, Cs⁺). Detecția ionilor secundari emiși de substrat (număr, energie, masă) cu ajutorul unor analizoare electrostatice, sau cu filtre de masă cuadropolare, furnizează informații detaliate despre chimia suprafeței. RA este limitată de intermixarea și asperizarea induse de bombardamentul ionic. Metoda este de departe cea mai sensibilă cantitativ (10⁻⁷–10⁻⁴% atomice, putîndu-se detecta sub 10⁻⁶ straturi monoatomice la suprafață). Dacă se alternează măsurătorile cu îndepărtări de straturi succesive (prin intensificarea bombardamentului ionic) se pot determina profile de concentrație. Procedul este aplicabil și la ISS. Bombardamentul ionic induce efecte secun-

2. Investigarea electrică

Determinarea comportării electrice a metalizărilor la DS și CI este esențială, întrucît în schema echivalentă de dispozitiv acestea joacă un rol electric bine definit. Astfel, pentru proiectare este necesară cunoașterea barierei energetice (Φ_B), a factorului de idealitate (n) și a rezistenței serie (R_s) în cazul diodelor Schottky, respectiv a rezistenței specifice de contact (r_c) în cazul contactelor ohmice. Referitor la peliculele metalice trebuie determinate rezistivitatea (ρ_M), respectiv rezistența specifică a contactului cu pelicule adiacente. De exemplu, pentru dioda Schottky — ca element activ — o eroare de numai 3% în aprecierea barierei conduce la erori de 100% în evaluarea curentului direct la o tensiune dată. Pe de altă parte, CMS ohmic sau traseul metalic — ca elemente pasive — trebuie să interpună rezistențe electrice neglijabile în raport cu dispozitivele pe care le deservește. Un factor de scalare k impune micșorarea de k^2 ori a rezistenței specifice de contact (pentru CMS ohmice de 1 μm² este necesar $r_c < 5 \cdot 10^{-7} \Omega \text{cm}^2$) și de k ori a rezistivității peliculei metalice (se tinde către valori de ordinul 10 μΩcm chiar și pentru siliciurile metalice). În domeniul optoelectronic intervin suplimentar proprietățile optice ale metalizării, asupra cărora nu se va insista aici. În sfîrșit, CMS este utilizat și pentru investigarea pe cale electrică a unor caracteristici ale semi-

conductorului (concentrații de impurități, nivele energetice adinci în banda interzisă etc.).

2.1. Structura de test

Pentru investigarea electrică este necesară realizarea unei structuri de test cât mai versatile, care să încorporeze cele mai importante situații practice referitoare la metalizările pentru DS și CI (diferite forme și arii de contact, geometrii și grosimi de trasee metalice; substrat dopate uniform, difuzate sau implantate ionic etc.). Proiectarea structurii de test este determinantă pentru acuratețea investigării, întrucât se cer înlăturate sau cel puțin minimizate contribuțiile elementelor exterioare metalizării propriu-zise, și care sînt prezentate și uneori predominante în DS și CI concrete [12, 13]. În măsura în care aceste contribuții nu au putut fi anulate, metodologia de măsură și prelucrare a datelor trebuie să permită separarea lor de valorile de interes referitoare strict la metalizare. În figura 8 sînt prezentate principiile unora din cele mai semnificative structuri de test pentru analiza caracteristicilor curent-tensiune (I-V): a) curgerea curentului este normală pe interfața metal-semiconductor (struc-

tive de tip opus substratului); c) structură de test pentru pelicule metalice. Structura din figura 8d este destinată studiului electromigrării. Structuri similare celor din figura 8 pot fi utilizate pentru analiza caracteristicilor capacități — tensiune (C-V), răspunsul fotoelectric etc., precum și pentru măsurarea contactelor între straturi metalice multiple.

2.2. Echipamentul de testare

Pentru investigări electrice sistematice s-a dovedit necesară utilizarea unui echipament de testare complex, format dintr-un calculator (comandă și prelucrare), un sistem de măsură și achiziție de date, respectiv un sistem de fixare, manipulare, contactare și control optic pentru structurile de test. Un program adecvat permite testarea automată completă a metalizărilor [14].

2.3. Caracterizarea CMS Schottky

Analiza caracteristicii directe $I_F - V_F$ presupune mai multe etape. În primul rînd, se rejăctează succesiv valorile măsurate, începînd de la curenți mari, pînă cînd modificările factorului de idealitate n devin neglijabile ($< 1\%$). În acest fel se delimitează domeniul $I_F - V_F$ de curenți mici neafectat practic de rezistența serie R_s . În acest domeniu:

$$I_F = I_s \exp(qV_F/nkT) [1 - \exp(-qV_F/kT)] \quad (1)$$

$$I_s = SA^{**} T^2 \exp(-q\phi_B/kT) \quad (2)$$

notațiile fiind cele uzuale [15]. Din extrapolarea caracteristicii $I_F - V_F$ la $V_F = 0$ se obține I_s și de aici înălțimea barierei ϕ_B , iar din panta caracteristicii $I_F - V_F$ rezultă factorul de idealitate n . De precizat că ϕ_B include efectul de micșorare datorat forței imagine. La curenți mari, contribuția R_s devine importantă:

$$I_F \approx I_s \exp[q(V_F - R_s I_F)/nkT] \quad (3)$$

Pentru determinarea R_s se definește funcția

$$V_s = V_F/2 - nkT/q \cdot \ln(I_F/SA^{**} T^2) \quad (4)$$

Se arată că $R_s = kT/qI_{F0}$, unde I_{F0} este curentul corespunzător minimului caracteristicii $V_s - V_F$ [14]. R_s se poate calcula și din datele $I_F - V_F$ pe baza unei expresii derivate din (3) [16]:

$$I_F = R_s^{-1} \{ [d(\ln I_F)/dV_F]^{-1} - nkT/q \}. \quad (5)$$

Figura 9 ilustrează grafic cele expuse.

Caracteristica inversă $I_R - V_R$ prezintă o dependență complicată de tensiunea aplicată (întrucît cîmpul electric la suprafață influențează pe mai multe căi înălțimea efectivă a barierei ϕ_B), fiind afectată și de efecte parazite datorate neuniformităților interfeței și marginilor contactului [17] ș.a. În consecință, curba $I_R - V_R$ furnizează informații (de pildă tensiunea de străpungere V_B) particulare pentru

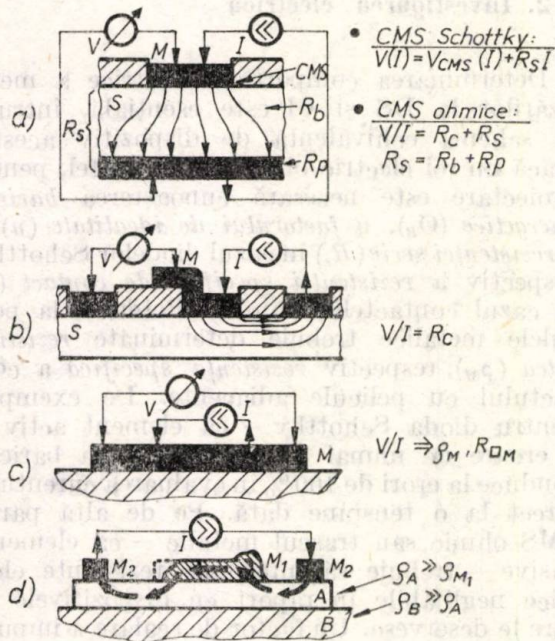


Fig. 8. Scheme de principiu pentru structuri de test.

tură destinată — de exemplu — măsurării contactelor ohmice pe straturi uniform dopate sau difuzate uniform, respectiv a diodelor Schottky); b) curgerea curentului este paralelă cu interfața (cu aplicație pentru contactele ohmice, pe zone separate electric — prin joncțiuni, decupări, straturi dielectrice — de restul semiconductorului, ca în cazul difuziilor selec-

structura și tehnologia investigate (fig. 10). Caracterul neuniform al CMS poate fi pus în evidență măsurând conductanța inversă de semnal mic G_R în funcție de V_R . Figura 10 ilustrează deteriorarea barierei de difuzie (Ti) la un contact Al/Ti/Si odată cu intensificarea tratamentului termic: Al ajunge în contact

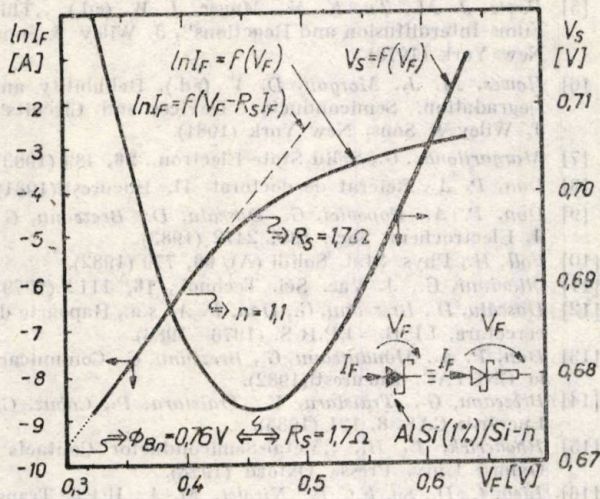


Fig. 9. Analiza caracteristicii directe $I_F - V_F$ a CMS Schottky.

cu Si conducind la creșterea ϕ_B și a tensiunii de blocare, însă interacțiunea Al-Si neuniformă induce neuniformități de tip microplasmă în

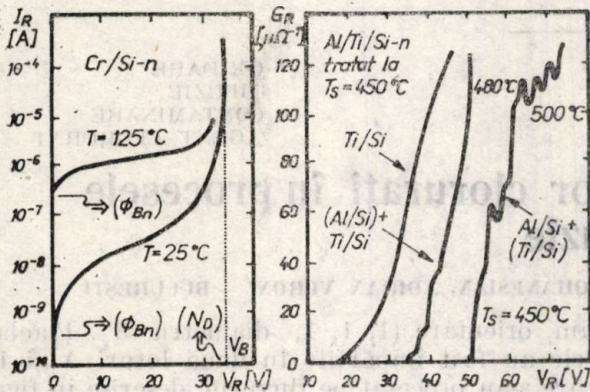


Fig. 10. Analiza caracteristicii inverse $I_R - V_R$ a CMS Schottky.

procesul de avalanșă, evințiate de virfurile locale ale curbelor $G_R - V_R$ [18].

Capacitatea de barieră depinde de tensiunea inversă printr-o relație de tipul:

$$C = [2(\phi_B - \phi_n - kT/q + V_R)/qN_D \varepsilon S^2]^{-1/2} \quad (6)$$

scrisă aici pentru un semiconductor de tip n ; notațiile sînt cele uzuale [15]. Așadar caracteristica $C^{-2} - V_R$ este o dreaptă. Extrapolarea și intersectarea acesteia cu axa tensiunilor conduce la determinarea barierei ϕ_B , neafectată

de forța imagine, deci avînd o valoare sistematic mai ridicată decît cea obținută din caracteristica $I_F - V_F$. Din panta dreptei $C^{-2} - V_R$ rezultă doparea N_D .

În sfîrșit, pe structuri de test similare, dar cu o dotare experimentală adecvată, se poate determina bariera ϕ_B și prin măsurători foto-electrice (din corelația fotocurent — energia fotonilor de excitare).

2.4. Caracterizarea CMS ohmice

Din caracteristica $I - V$ se determină rezistența specifică de contact r_c , care este definită prin relația:

$$r_c = (dJ/dV)^{-1} \text{ pentru } V = 0 \quad (7)$$

unde J este densitatea de curent, iar V tensiunea pe contact. Structura din figura 8b permite măsurarea directă, cu bună aproximație, a valorii r_c . În cazul din figura 8a, rezistența contactului R_c este inseriată cu rezistența de volum R_b a semiconductorului de grosime H și rezistivitate ρ_s (presupusă aici uniformă), și cu rezistența parazită R_p . Pentru a separa R_c din rezistența totală măsurată R , se utilizează structuri cu mai multe contacte de arii diferite. Dacă acestea sînt circulare, se poate arăta că [19]:

$$R = (4r_c/\pi)D^{-2} + [\rho_s \cdot B(H/D)/2]D^{-1} + R_p \quad (8)$$

unde primii doi termeni reprezintă R_c , respectiv R_b , D este diametrul contactului, iar $B(H/D)$ un factor de corecție pentru geometria specifică a structurii. Suprapunind dependența experimentală $R - D$ cu expresia teoretică (8), prin metoda regresiei polinomiale, se calculează automat rezistența specifică r_c , rezistivitatea ρ_s și rezistența R_p . Pentru validarea măsurătorii se exclud succesiv puncte experimentale $R - D$ pînă cînd valoarea ρ_s obținută este în bună concordanță cu cea măsurată prin alte mijloace. Pentru cazul unor CMS neuniforme, a căror arie efectivă diferă de cea proiectată, a fost pusă la punct o metodă de calcul perfecționată (metoda „perturbării diametrului”) [20], care permite evaluarea r_c , ținînd cont de variațiile ariei de contact.

2.5. Caracterizarea straturilor metalice

Rezistivitatea ρ_M se măsoară, de exemplu, ca în figura 8c. Determinarea rezistenței specifice de contact între straturi metalice adiacente se poate efectua pe structuri de tipul celei din figura 8b, locul semiconductorului luîndu-l unul din metale. Comportarea la electromigrare (deplasarea particulelor metalice sub efectul „vîntului electronic”, cu modificările aferente ale peliculei metalice) poate fi studiată cu ajutorul structurii din figura 8d [21]: metalul M_1 se deplasează pe suprafața straturilor A , care este mult mai rezistiv decît M_1 , astfel încît curentul injectat trece practic în

întregime prin pelicula M_1 . Substratul B este izolator.

3. Concluzii

Progresul în domeniul semiconductoarelor nu poate fi conceput fără soluții corespunzătoare pentru metalizări, a căror cunoaștere aprofundată implică un adevărat arsenal de tehnici experimentale și metode teoretice. Performanțele solicitate în prezent metalizărilor au exercitat un impact deosebit asupra perfecționării tehnologiilor de realizare și, concomitent, a metodelor de investigare pentru metalizările la DS și CI. S-a constituit, practic, un subdomeniu științific interdisciplinar, relativ bine delimitat. Finanțarea unor astfel de cercetări — la prima vedere costisitoare, dar având implicații tehnico-economice determinante — s-a dovedit extrem de eficientă pentru producătorii avansați de semiconductoare. În același timp, lacune în înțelegerea și controlul metalizărilor pot deveni limitări de progres foarte severe, după cum au dovedit-o și experiențe din platforma Băneasa. Metodologia propusă de autorii acestei comunicări nu poate fi considerată decît un început al unei activități sistematice de cercetare, de a cărei amploare (inclusiv nivel de dotare) devine condiționată, cel puțin pentru viitor, competitivitatea producției noastre de semiconductoare.

CZ 621.3 : 669

Bibliografie

- [1] Dan, P. A., Brezeanu, G., EEA-Aut. El., **28**, 30 (1984)
- [2] Dan, P. A., Brezeanu, G., Dascălu, D., Popovici, G., Veron, A., Popa, A., EEA-Aut., El., **26**, 31 (1982).
- [3] Ho, P. S., Semicond. Int., **128** (Aug. 1985).
- [4] Czanderna, A. W. (ed.), „Methods of Surface Analysis” Elsevier, Oxford (1975).
- [5] Poate, J. M., Tu, K. N., Mayer, J. W. (ed.), „Thin Films-Interdiffusion and Reactions”, J. Wiley & Sons, New York (1978).
- [6] Howes, M. J., Morgan, D. V., (ed.), Reliability and Degradation. Semiconductor Devices and Circuits”, J. Wiley & Sons, New York (1981).
- [7] Margaritondo, G., Solid State Electron., **26**, 489 (1983).
- [8] Dan, P. A., Referat de doctorat II, București (1981).
- [9] Dan, P. A., Popovici, G., Dascălu, D., Brezeanu, G., J. Electrochem. Soc., **130**, 2472 (1983).
- [10] Foll, H., Phys. Stat. Solidi (A), **69**, 779 (1982).
- [11] Ottaviani, G., J. Vac. Sci. Technol., **16**, 1112 (1979).
- [12] Dascălu, D., Brezeanu, G., Dan, P. A., ș.a., Rapoarte de cercetare, I.P.B. — I.P.R.S. (1976—1986).
- [13] Dan, P. A., Mădufeanu, G., Brezeanu, G., Comunicare la CNETAC, București (1982).
- [14] Brezeanu, G., Trăistaru, V., Trăistaru, P., Căbuz, C., Lucrările CAS, **8**, 131 (1985).
- [15] Rhoderick, E. H., „Metal-Semiconductor Contacts”, Oxford Univ. Press, Oxford (1978).
- [16] Lien, C. D., So, F.C.T., Nicolet, M.-A., IEEE Trans. on Electron. Dev., **ED-31**, 1502 (1984).
- [17] Dascălu, D., Brezeanu, G., Suciu, M., Dan, P. A., Solid State Electron., **27**, 359 (1984).
- [18] Brezeanu, G., Dascălu, D., Negru, S., Dan, P. A., Proc. Yug. Conf. on Microel. — MIEL, **12**, 128 (1984)
- [19] Brezeanu, G., Teză de doctorat, București (1981).
- [20] Dascălu, D., Brezeanu, G., Dan, P. A., Appl. Phys. Lett., **38**, 215 (1980).
- [21] Schreiber, H.-U., Grabe, B., Solid State Electron., **24**, 1135 (1981).

OXIDARE
DIFUZIE
CONTAMINARE
AGENT CLORURAT

Efecte ale adăugării agenților clorurați în procesele de difuzie

VICTOR TRĂISTARU, GABRIELA BICA, MĂDĂLINA OHANESIAN, ADRIAN VERON* — BUCUREȘTI

Introducere

În literatură sînt analizate în detaliu oxidările termice uscate în prezența compuşilor clorurați, insistîndu-se asupra aplicațiilor posibile în tehnologiile MOS, datorită efectelor favorabile asupra filmului de oxid termic, interfeței SI-SiO₂ și volumului cristalului. În lucrare sînt prezentate rezultatele oxidărilor clorurate umede, în formarea oxidului inițial și în procesul de difuzie bază din fluxul tehnologic al tranzistoarelor bipolare NPN.

Date experimentale

S-au utilizat plachete epitaxiale N(P)/N⁺ (Sb) cu rezistivitate 4—6 Ωcm, grosime 12—16

μm, orientare (1, 1, 1, diametru 3”. Plachetele au fost împărțite în două loturi A și B, care s-au procesat pe fluxurile descrise în figurile 1 și 2.

În cazul lotului A, oxidarea inițială s-a făcut la trei temperaturi diferite cu (+) și fără (—) adăugarea compusului clorurat. În cazul lotului B, pentru oxidarea inițială s-a utilizat procesul standard, fără agent clorurat, difuzia de bor efectuîndu-se cu (+) și fără (—) agent clorurat. Compusul clorurat folosit în atmosfera de oxidare/difuzie umedă a fost soluția de acid clorhidric (amestec azeotropic). Restul operațiilor din fluxul de procesare al plachetelor au fost comune: predifuzia din plachete BN 975 în atmosferă uscată, metalizare cu Al evaporat cu tun electronic și sinterizare la 480°C, 15 minute în N₂—H₂. S-a utilizat structura test

* Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa.

ST 2500, care permite măsurarea joncțiunilor colector-bază, a capacităților MOS pe oxidul de colector și rezistența pe pătrat a difuziei de

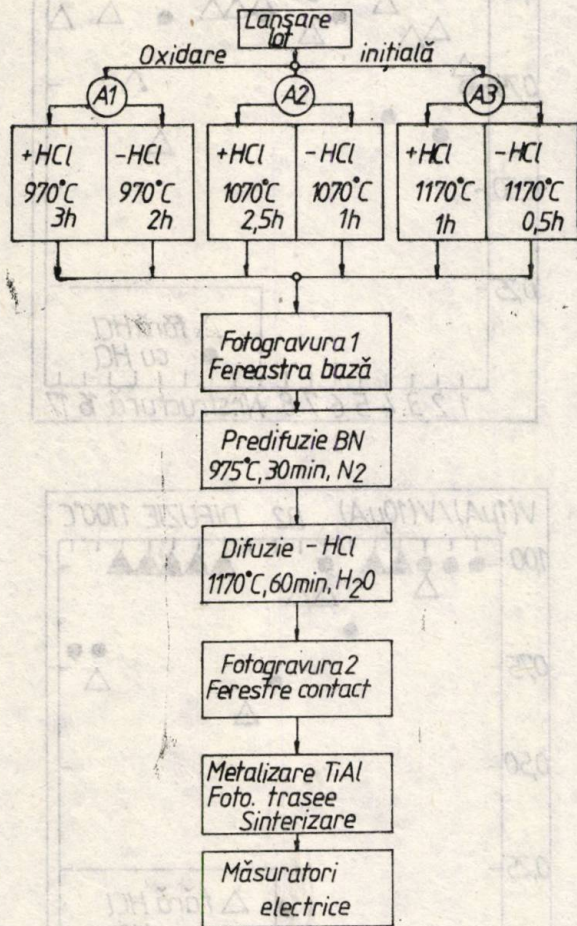


Fig. 1. Fluxul de procesare al lotului A (condiții de oxidare inițială variabile, condiții de difuzie bază constante).

bază. După îndepărtarea filmului de Al și SiO_2 plachetele au fost relevate cristalografic în soluție Wright timp de 1 minut. Defectele de cristal observate au fost corelate cu caracteristicile electrice ale joncțiunilor. Calitatea joncțiunilor colector-bază a fost evaluată prin măsurarea caracteristicii inverse și înregistrarea tensiunii la $1 \mu\text{A}$ și $10 \mu\text{A}$. Sarcina mobilă din oxidul de colector (Q_m) s-a evaluat din deplasarea caracteristicilor C-V în urma aplicării unei solicitări $300^\circ\text{C} - 3 \text{ minute}$ cu $\pm 5\text{V}/1000 \text{ \AA}$ oxid.

Rezultate și discuții

Scopul urmărit prin adaosul compușilor clorurați în timpul oxidărilor termice este dublu: (i) contracararea contaminării cu metale de tranziție a cristalului de siliciu și generarea ulterioară de defecte cristalografice, nucleate de precipitatele metalice (ii) obținerea unui oxid termic curat, lipsit de ioni de sodiu și cu o interfață bună cu siliciul [1].

Pentru caracterizarea gradului de contaminare cu metale de tranziție s-au analizat caracteristicile inverse ale joncțiunilor colector-bază.

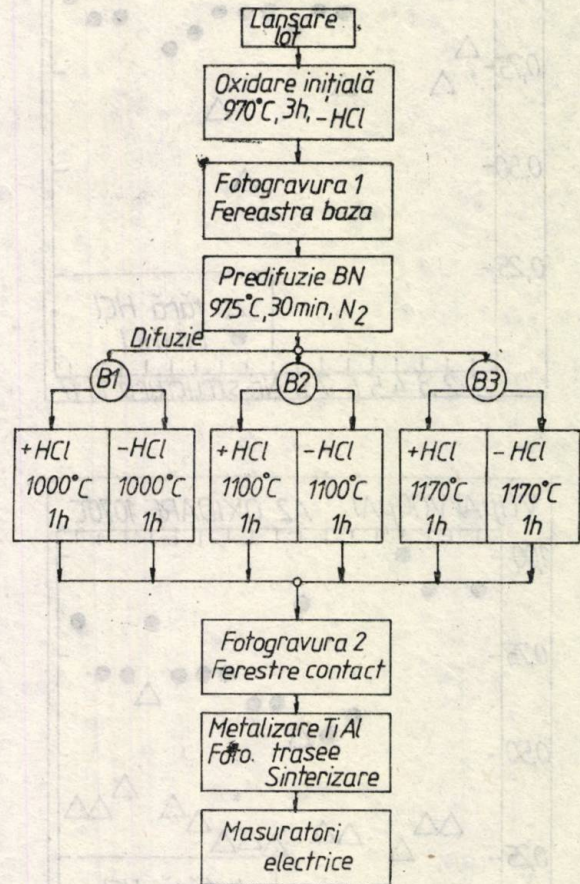


Fig. 2. Fluxul de procesare al lotului B (condiții de oxidare inițială constante, condiții de difuzie bază variabile).

Datorită dispersiei de rezistivitate a stratului epitaxial s-a folosit drept criteriu raportul tensiunilor la $1 \mu\text{A}$ și $10 \mu\text{A}$. Rezultatele obținute pentru loturile A și B sînt indicate în figurile 3 respectiv 4. În aceste figuri s-a trasat valoarea raportului celor două tensiuni de-a lungul unui diametru vertical al plachetelor. În general se constată o uniformitate mai bună și valori mai mari ale raportului $V(1 \mu\text{A})/V(10 \mu\text{A})$ în cazul adăugării de HCl în atmosfera de oxidare. Plachetele oxidate fără HCl prezintă o degradare progresivă cu creșterea temperaturii de oxidare respectiv difuzie, ceea ce indică drept sursă de contaminare cuptorul de tratament. Se pare că adăugarea de HCl în atmosfera umedă de oxidare reușește să blocheze transferul metalelor de tranziție spre volumul cristalului de siliciu. Cu toate că în general toate structurile au prezentat defecte tip s-pit asociate precipitatelor metalice în zona de suprafață în cazul adăugării de HCl, densitatea acestora a fost sistematic mai redusă atît sub oxidul de colector, cît și în zona difuziei de bază. Totuși se

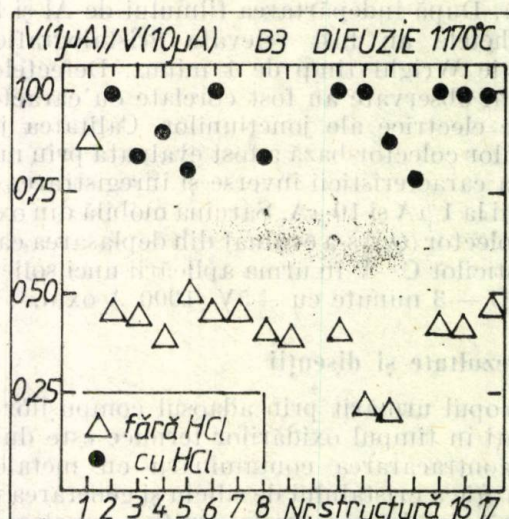
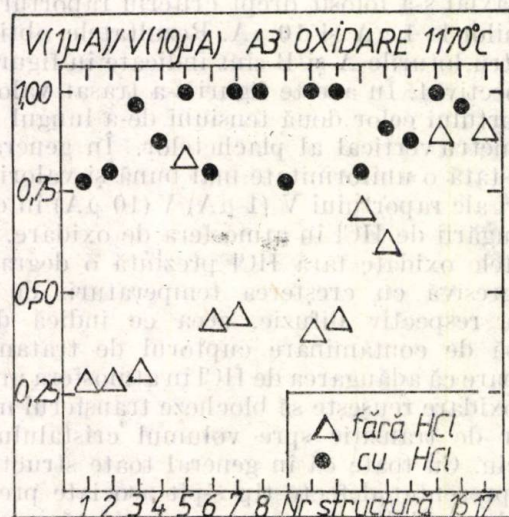
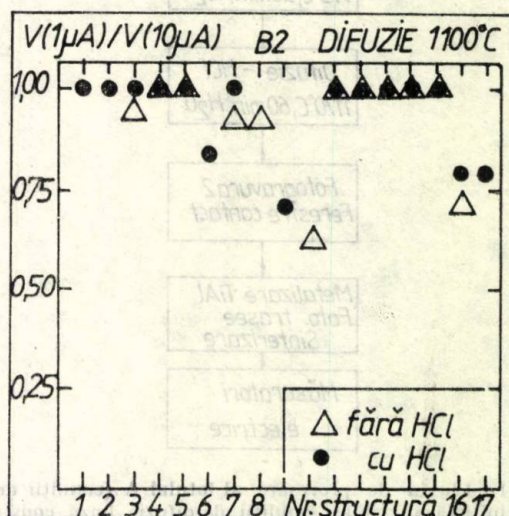
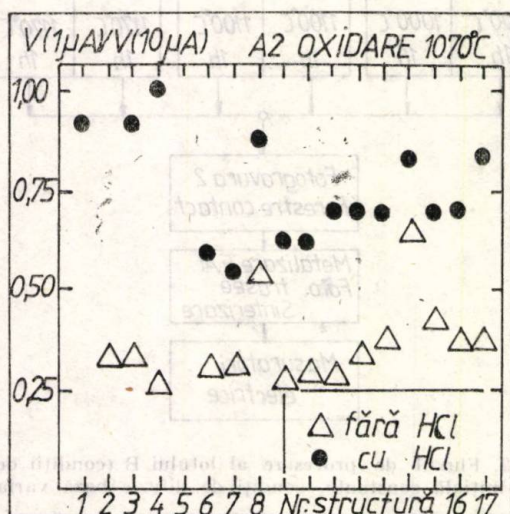
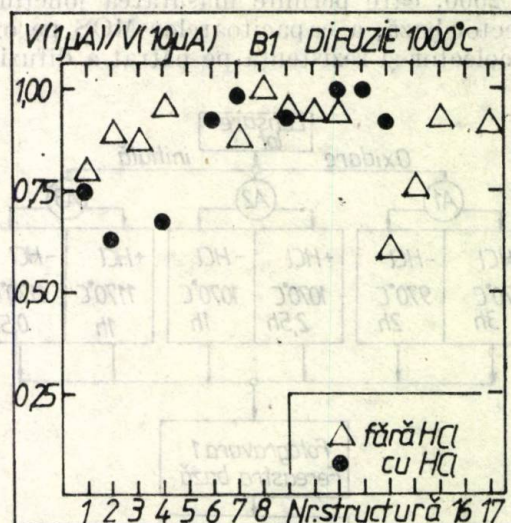
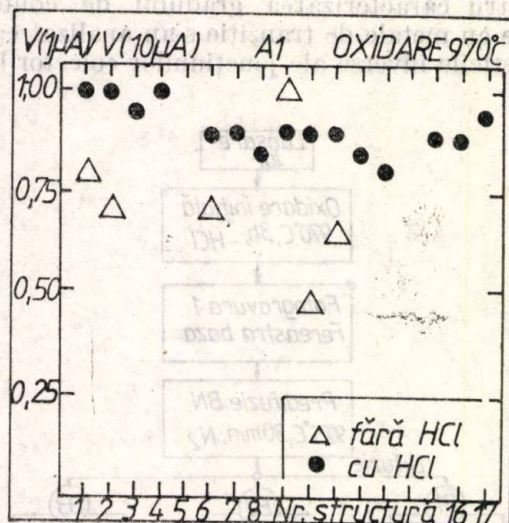


Fig. 3. Valorile raportului $V(1\mu A)/V(10\mu A)$ reprezentate pentru un diametru al plăchetei cu structuri de test, în cazul lotului A.

Fig. 4. Valorile raportului $V(1\mu A)/V(10\mu A)$ reprezentate pentru un diametru al plăchetei cu structuri de test, în cazul lotului B.

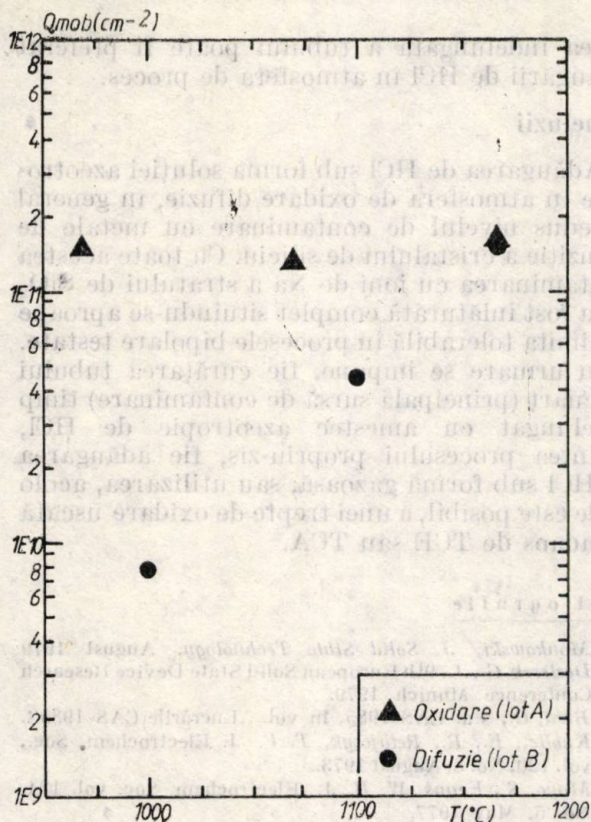


Fig. 5. Densitatea de sarcină mobilă reprezentată în funcție de temperatură, în cazul lotului A și B în atmosfera de oxidare/difuzie este prezent agentul clorurat.

constată că această contaminare nu a fost eliminată complet probabil datorită neacumulării clorului la interfața Si-SiO₂ ca în cazul oxidărilor uscate [2], [3].

Contaminarea globală cu ioni de sodiu a oxidului de colector a fost obținută din prelucrarea curbelor C-V ale caracteristicilor MOS, înainte și după aplicarea stresului tensiune-temperatură. Densitățile echivalente ale ionilor de sodiu sînt indicate în figura 5 în funcție de temperaturile de oxidare, respectiv difuzie, pentru cazul în care în atmosfera de proces a fost prezent agentul clorurat; se constată o creștere

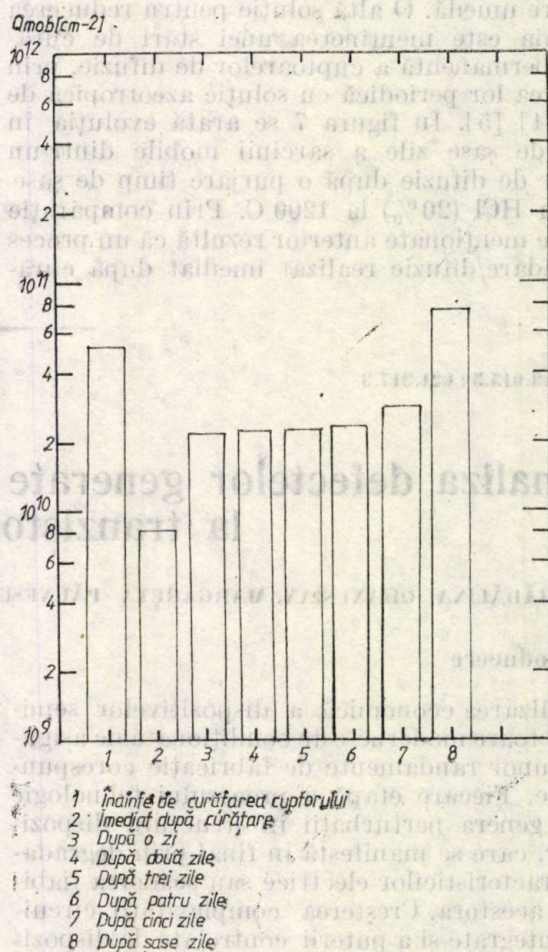
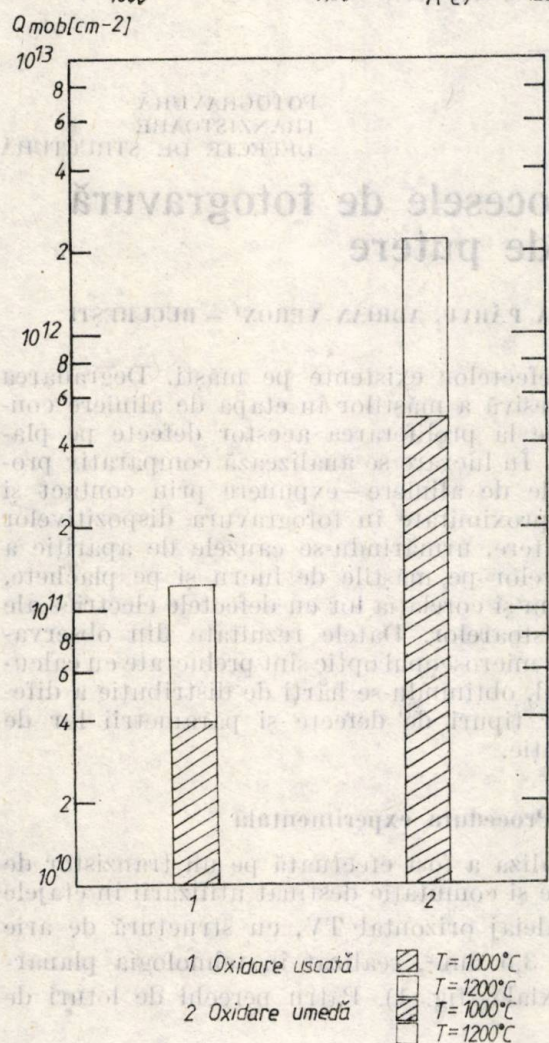


Fig. 7. Evoluția în timp de 6 zile a densității de sarcină mobilă într-un cuptor de difuzie după curățirea tubului prin purjare cu soluția azeotropică de HCl ($T = 1200^{\circ}C$, $t = 6$ ore).

a nivelului de contaminare cu temperatura în cazul operației de difuzie bază. Probele de lot A, oxidate la diferite temperaturi și avînd difuzie

Fig. 6. Comparație între nivelul de contaminare introdus în timpul unui proces de oxidare uscat și unul umed.

comună la 1170°C prezintă o contaminare similară cu plachetele din lotul B, având difuzia la temperatura maximă. Aceasta indică ca sursă de contaminare cu Na cuptorul de difuzie bor.

În acest caz se observă că adăugarea de HCl în atmosfera de oxidare/difuzie nu reduce nivelul de contaminare sub 10^{11} cm^{-2} , cum ar fi de dorit.

O metodă pentru micșorarea densității de sarcină mobilă din oxid ar fi înlocuirea — acolo unde este posibil — etapei de oxidare umedă cu oxidare uscată. În figura 6 se prezintă pentru comparație densitatea de sarcină mobilă din oxidul termic crescut în atmosferă uscată (O_2) respectiv umedă (H_2O fără HCl), la două temperaturi de oxidare. În fiecare caz se observă un nivel de contaminare mai mare în procesele de oxidare umedă. O altă soluție pentru reducerea acestuia este menținerea unei stări de curățenie permanentă a cuptoarelor de difuzie, prin purjarea lor periodică cu soluție azeotropică de HCl [4] [5]. În figura 7 se arată evoluția în timp de șase zile a sarcinii mobile dintr-un cuptor de difuzie după o purjare timp de șase ore cu HCl (20%) la 1200°C. Prin comparație cu cele menționate anterior rezultă că un proces de oxidare/difuzie realizat imediat după cură-

țarea îndelungată a tubului poate fi preferat adăugării de HCl în atmosfera de proces.

Concluzii

Adăugarea de HCl sub forma soluției azeotrope în atmosfera de oxidare/difuzie, în general a redus nivelul de contaminare cu metale de tranziție a cristalului de siliciu. Cu toate acestea contaminarea cu ioni de Na a stratului de SiO_2 nu a fost înlăturată complet situându-se aproape de limita tolerabilă în procesele bipolare testate. Prin urmare se impune, fie curățarea tubului de cuarț (principala sursă de contaminare) timp îndelungat cu amestec azeotropic de HCl, înaintea procesului propriu-zis, fie adăugarea de HCl sub formă gazoasă, sau utilizarea, acolo unde este posibil, a unei trepte de oxidare uscată cu adaos de TCE sau TCA.

Bibliografie

- [1] Monkowski, J. *Solid State Technology*, August 1979
- [2] Deelerck, G., J. 9th European Solid State Device Research Conference Munich 1979.
- [3] Bica, G., ș.a. CAS 1985, în vol. „Lucrările CAS 1985”.
- [4] Knolle, E., R., Retajczyk, T. F. J. *Electrochem. Soc.*, vol. 120, No. 8, August 1973.
- [5] Mayo, S., Evans, W. H. J. *Electrochem. Soc.* vol. 124, No. 5, May 1977.

CZ 621.3.015.5 : 621.317.3

FOTOGRAVURĂ
TRANZISTOARE
DEFECTE DE STRUCTURĂ

Analiza defectelor generate în procesele de fotogravură la tranzistoarele de putere

MĂDĂLINA OHANESIAN, MARGARETA PĂUNESCU, FLORICA PÂRVU, ADRIAN VERON* — BUCUREȘTI

Introducere

Realizarea economică a dispozitivelor semiconductoare moderne este condiționată de asigurarea unor randamente de fabricație corespunzătoare. Fiecare etapă a procesului tehnologic poate genera perturbații în structura dispozitivelor, care se manifestă în final prin degradarea caracteristicilor electrice sau scăderea fiabilității acestora. Creșterea complexității circuitelor integrate și a puterii controlate de dispozitivele discrete conduce la mărirea ariei active a dispozitivelor semiconductoare. Ca urmare, defectele de fotogravură, care constau în perturbații ale geometriei dispozitivelor afectează din ce în ce mai mult randamentele de fabricație [1].

Defectele de fotogravură apar fie datorită contaminării plachetelor cu particule solide,

fie defectelor existente pe măști. Degradarea progresivă a măștilor în etapa de aliniere contribuie la proliferarea acestor defecte pe plachete. În lucrare se analizează comparativ procedeele de aliniere—expunere prin contact și prin proximitate în fotogravura dispozitivelor de putere, urmărindu-se cauzele de apariție a defectelor pe măștile de lucru și pe plachete, precum și corelația lor cu defectele electrice ale tranzistoarelor. Datele rezultate din observarea cu microscopul optic sint prelucrate cu calculatorul, obținându-se hărți de distribuție a diferitelor tipuri de defecte și parametrii lor de corelație.

1. Procedura experimentală

Analiza a fost efectuată pe un tranzistor de putere și comutație destinat utilizării în etajele de baleiaj orizontal TV, cu structură de arie $3,5 \times 3,5 \text{ mm}^2$, realizat în tehnologia planar-epitaxială (fig. 1). Patru perechi de loturi de

* Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa.

cite 25 plachete cu diametrul 76 mm au fost procesate în paralel la toate operațiile, cu excepția celei de aliniere expunere care s-a efectuat prin : contact (loturile A1—A4), respectiv prin proximitate (loturile B1—B4). Fluxul tehnologic

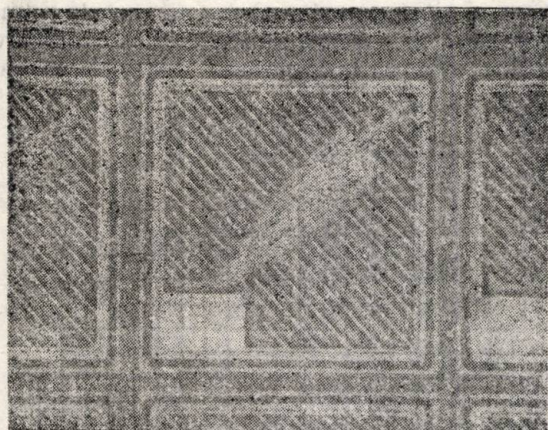


Fig. 1. Structura tranzistorului de putere și comutație analizat.

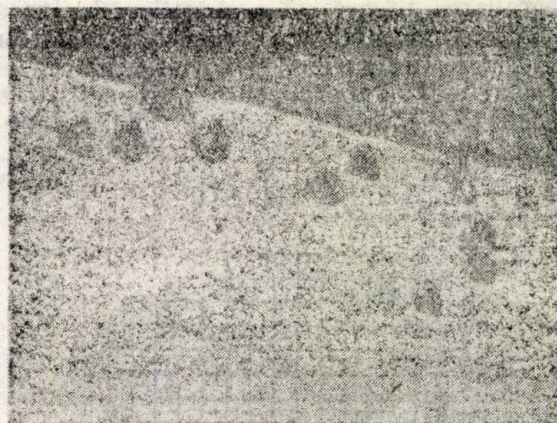
cuprinde patru etape de fotogravură (masca 1 — difuzie bază, masca 2 — difuzie emitor, masca 3 — contacte, masca 4 — metal), pentru care s-a utilizat fotorezist negativ. Loturile și plachetele individuale au fost aliniate în ordinea numerică strict crescătoare. S-au folosit măști de crom cu dimensiunile 100 mm × 100 mm. În cazul alinierii prin proximitate distanța mască-plachetă a fost reglată în domeniul 10—12 μm .

În prima etapă a studiului măștile de lucru și plachete selectate din loturile A1, A4, respectiv B1, B4 au fost examinate structură cu structură la microscopul optic la mărimi între $\times 50$ și $\times 500$, înregistrându-se defectele de structură observate. Măștile au fost analizate înainte și după procesarea grupei de patru loturi, iar plachetele după operația de corodare și îndepărtare fotorezist. În finalul procesului s-au măsurat pe plachetă cu caracterograful Tektronix 576 parametrii electrici ai tranzistoarelor. Majoritatea defectelor electrice observate au constat din degradarea caracteristicii de străpungere a joncțiunii colector-bază : V_{CBO} mai mic decât 400 V la I_{CBO} egal cu 100 μA . Defectele de fotogravură au fost corelate cu acest defect electric dominant. Datele rezultate din analiza optică și electrică au fost prelucrate cu ajutorul calculatorului HP 9835 A, care a furnizat hărți de distribuție a defectelor de fotogravură și a celor electrice, precum și parametrii de corelație specifici.

2. Rezultate experimentale

Pe plachetele de siliciu s-au identificat trei „forme de relief”, care pot interacționa cu măș-

tile de lucru în procesul de aliniere-expunere (fig. 2). La marginea plachetelor stratul epitaxial prezintă o supraînălțare de 20—30 μm



a)



b)



c)

Fig. 2. Anomalii de relief ale plachetelor de siliciu : a — marginea supraînălțată a stratului epitaxial; b — virfuri epitaxiale; c — particule solide fixate pe suprafață.

cu muchii ascuțite (fig. 2a) datorită vitezei mai mari de creștere pe marginea nerotunjită a substratului. Perturbații locale ale vitezei de creștere conduc la formarea unor virfuri epitaxiale (fig. 2b). De asemenea pe suprafața

plachetelor se acumulează particule solide (fig. 2c) provenite din manipularea cu pensetele metalice, din contactul cu nacelele de cuarț și din procesele de predifuzie.

Degradarea progresivă a măștilor de lucru datorită interacțiunii cu relieful plachetelor este ilustrată în figurile 3 și 4 pentru procedeul de aliniere-expunere prin contact, respectiv prin proximitate. Inițial (fig. 3a și 4a) măștile pre-

zintă doar câteva defecte native sub forma unor insule de crom în zona transparentă (fig. 5a). După alinierea a 100 plachete se observă numeroase găuri în crom și fisuri în sticlă (fig. 5b) datorate apăsării măștii pe virfurile de relief ale plachetelor (fig. 3b și 4b). În cazul alinierii prin proximitate acestea sunt concentrate numai la marginea măștilor, acolo unde supraînălțarea stratului epitaxial depășește distanța mască-

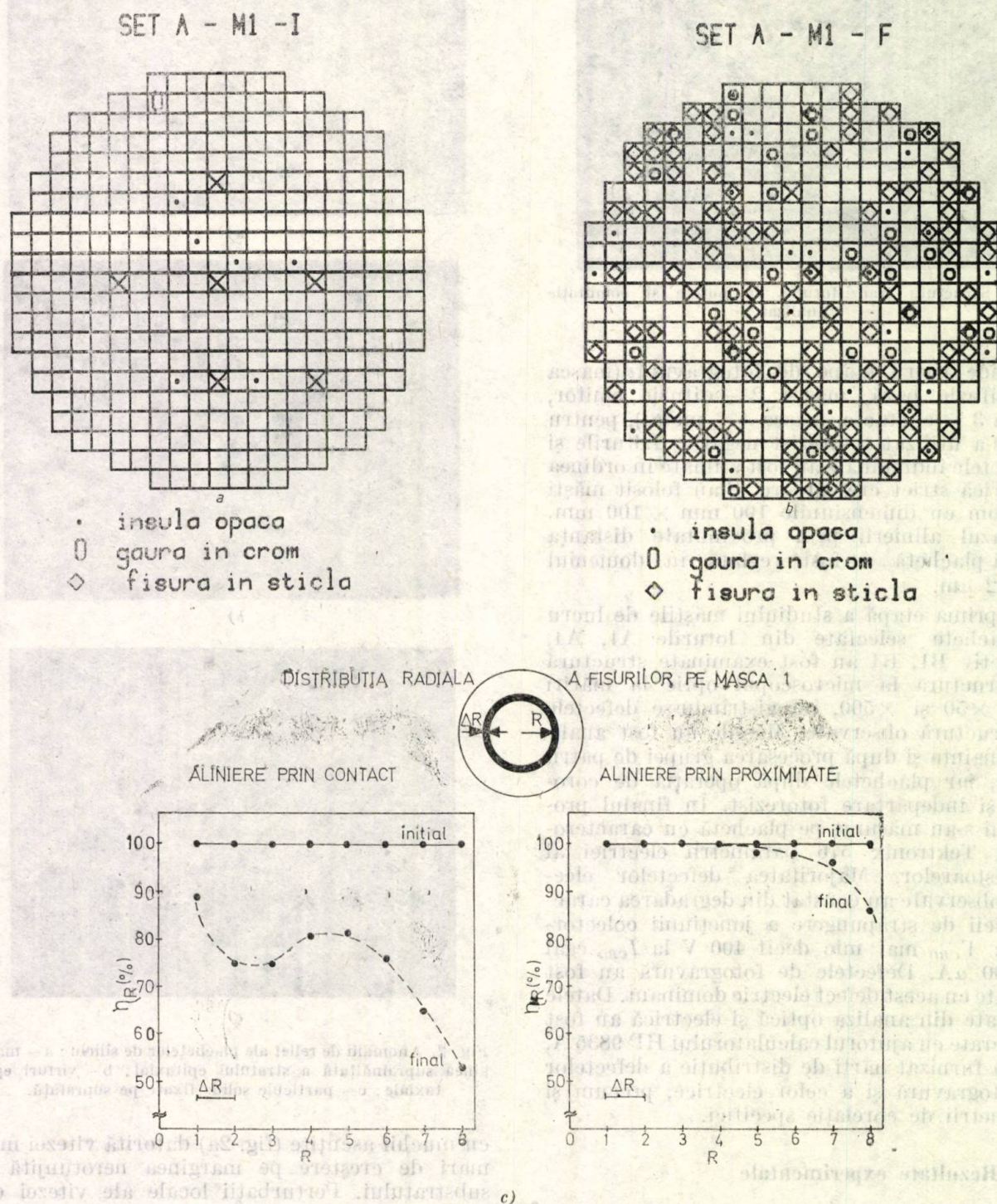
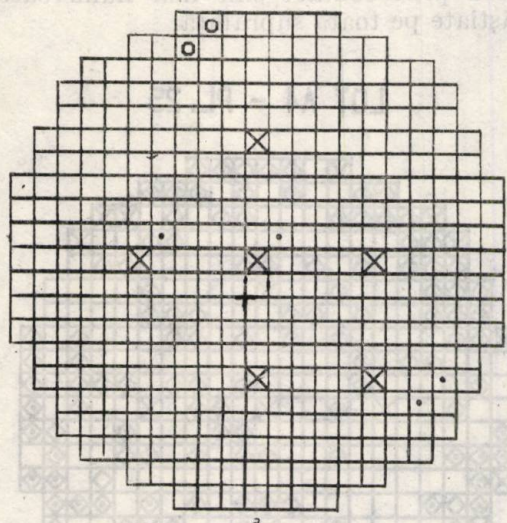


Fig. 3. Masca 1 — aliniere prin contact : a — starea inițială ; b — starea finală ; c — distribuția radială a fisurilor în sticlă.

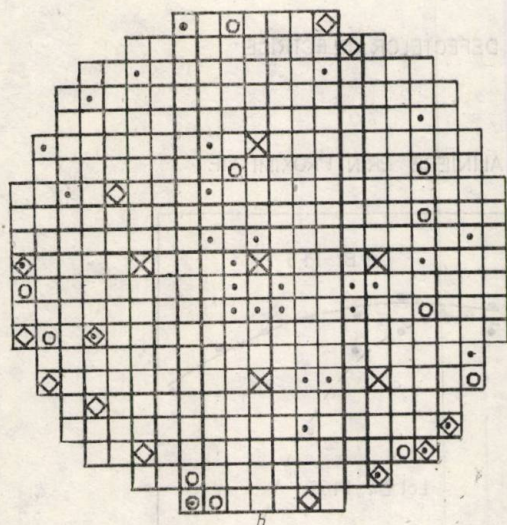
plachetă fixată inițial (fig. 4c). În cazul alinierii prin contact fisurile sînt mai numeroase și sînt repartizate pe toată suprafața măștii, cu o densitate mai mare la margine.

SET B - M1 - I



- insula opaca
- gaura in crom
- ◇ fisura in sticla

SET B - M1 - F



- insula opaca
- gaura in crom
- ◇ fisura in sticla

Fig. 4. Masca 1 — aliniere prin proximitate: a — starea inițială; b — starea finală.

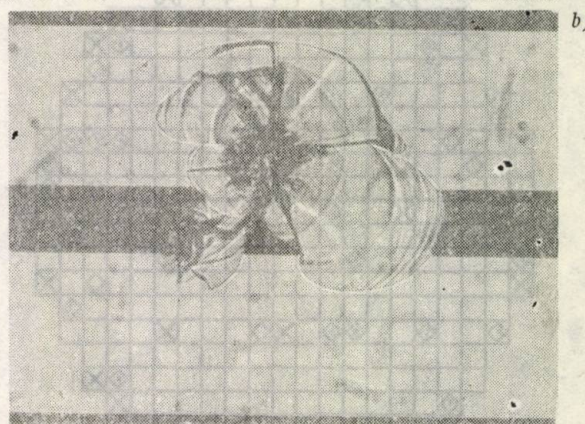
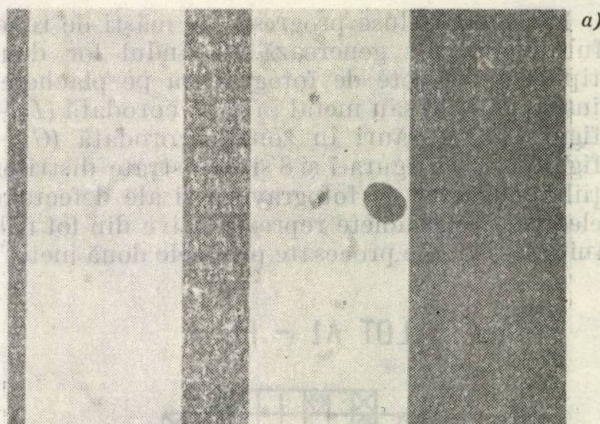


Fig. 5. Defecte de structură pe măștile de lucru: a — defect nativ (insulă de crom); b — fisură în sticlă.

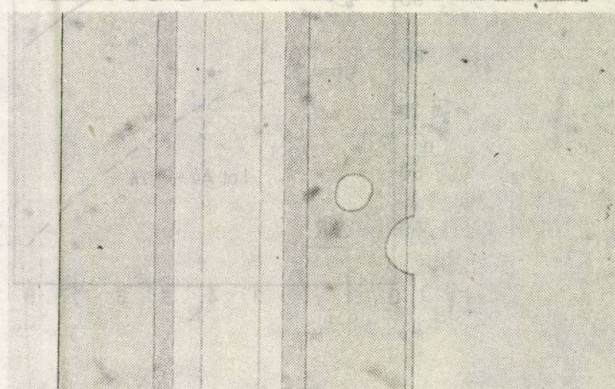
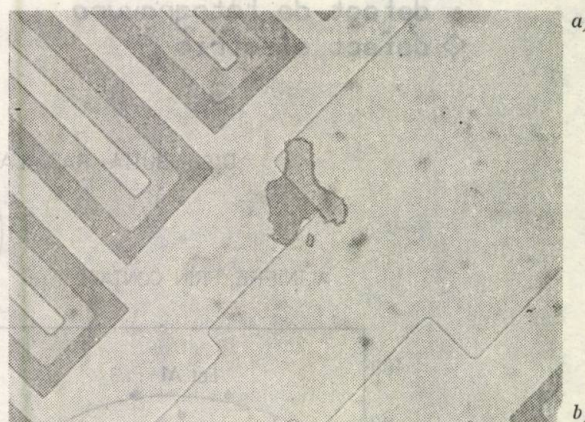


Fig. 6. Defecte de fotogravură pe plachete: a — insule de oxid în zona corodată; b — găuri în zona necorodată.

Defectele induse progresiv pe măști de relief plachetelor generează la rândul lor două tipuri de defecte de fotogravură pe plachete: insule de oxid sau metal în zona corodată (I) — figura 6a și găuri în zona necorodată (G) — figura 6b. În figura 7 și 8 sunt ilustrate distribuțiile defectelor de fotogravură și ale defectelor electrice pe plachete reprezentative din loturile inițiale și finale procesate prin cele două metode

de aliniere. Se constată că majoritatea tranzistoarelor defecte electric conțin cel puțin un defect de fotogravură. De asemenea distribuțiile defectelor electrice urmăresc îndeaproape distribuțiile defectelor de pe măști (fig. 3 și 4). În cazul alinierii prin proximitate ele sunt concentrate la marginea plachetelor, în timp ce la alinierea prin contact sunt mai numeroase și împrăștiate pe toată suprafața.

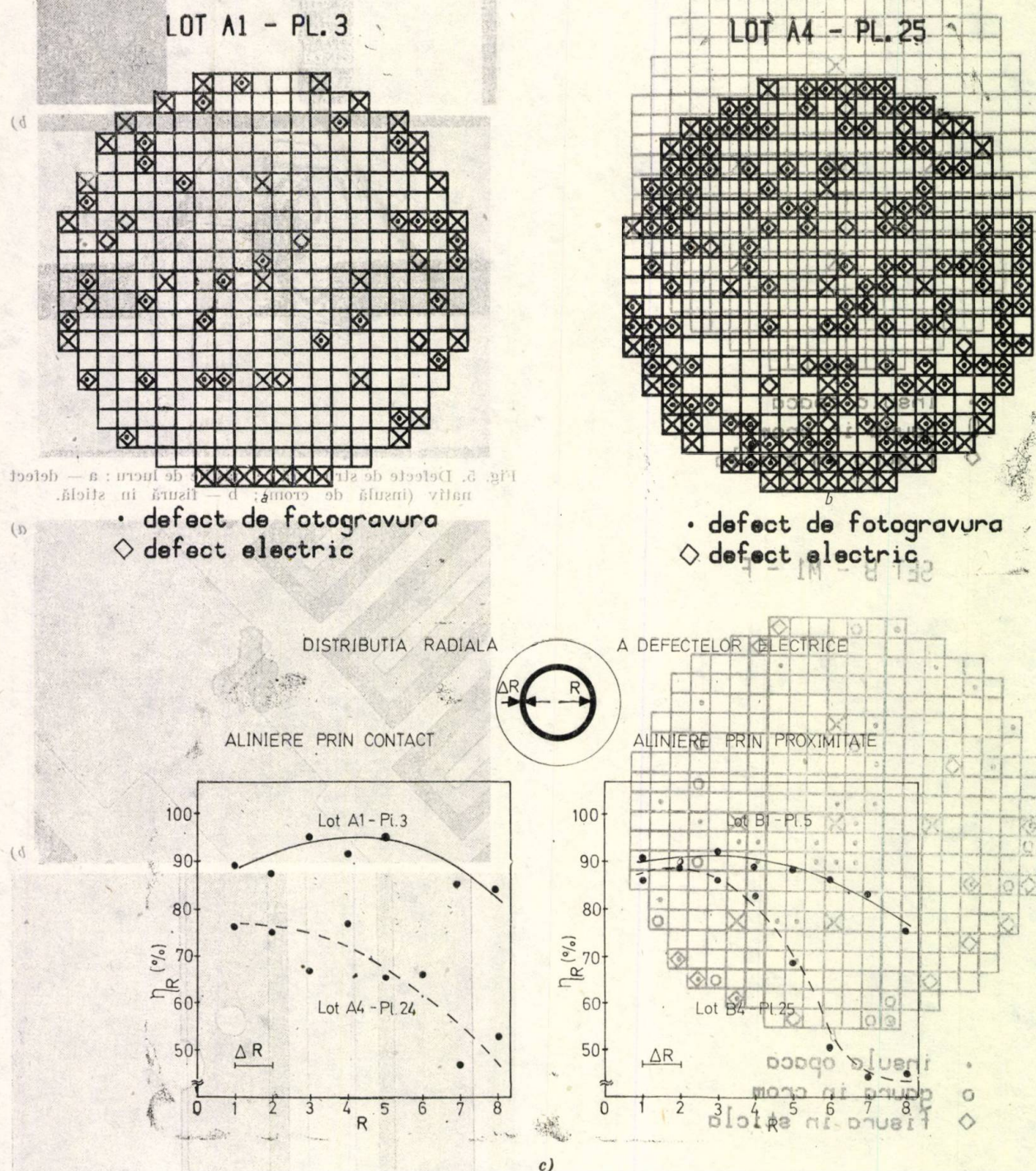


Fig. 7. Distribuția defectelor foto și electrice pe plachete aliniate prin contact: a) lot inițial; b) lot final; c) distribuția radială a defectelor electrice.

Defectele individuale identificate pe plachete după fiecare etapă de fotogravură au fost caracterizate prin doi parametri statistici: p — procentul de structuri de pe o plachetă care au defectul considerat e — eficiența de degradare electrică a defectului egală cu fracțiunea de structuri defecte electric din totalul structurilor care au acest defect foto [1]. În tabelul 1 se

Caracteristici statistice defecte

DEFECT	$p(\%)$	$e(\%)$
V	2-3	95-100
P3	5-10	90-100
P2	10-15	80-90
I1e	10-15	80-90
I2	10-15	60-70
G3	15-20	50-60
G2	15-20	50-60
G1	10-15	50-60
I3	5-10	50-60
I4	2-3	0-10
G4	2-3	0-10

p — procentul de structuri defecte
 e — eficiența de degradare electrică
V — virfuri epitaxiale
P — particule fixate pe suprafață
I — insule în oxid (metal)
G — găuri în oxid (metal)

indică valorile acestor parametri pentru două plachete reprezentative din loturile finale. Se observă că defectele de tip I și G reproduse de pe măști au densități sistematic mai mari în cazul alinierii prin contact. Particulele solide (P) și virfurile epitaxiale (V) au o eficiență de degradare electrică accentuată.

3. Concluzii

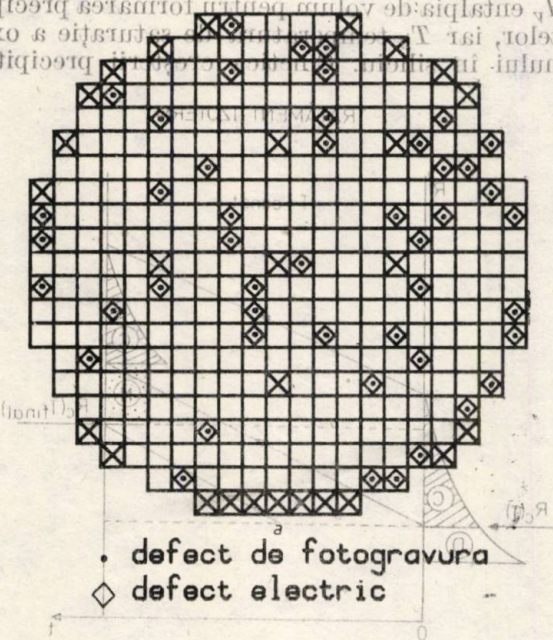
În cazul dispozitivelor de arie mare randamentele pe plachetă pot fi reduse simțitor de defectele de fotogravură. Pentru tranzistorul de putere și comutație analizat prezența acestor defecte a degradat, în majoritatea cazurilor, caracteristica inversă a joncțiunii colector-bază. Defectele de fotogravură sînt induse pe plachete de către defectele de structură ale măștilor de lucru. La rîndul lor acestea sînt generate progresiv, prin interacțiunea dintre măști și anomaliile de relief ale plachetelor. Alinierea prin contact accentuează această interacțiune, măștile fiind degradate pe toată suprafața. Alinierea prin proximitate protejează măștile de lucru furnizînd în final randamente pe plachetă mai ridicate. Pentru valorificarea avantajelor acestui procedeu este necesară reducerea suprainălțării stratului epitaxial la marginea plachetelor, precum și micșorarea densității virfurilor epitaxiale și a particulelor solide fixate pe suprafața.

Bibliografie

[1] Laneville, J., Defect characterization of a silicon gate CMOS process. In: Semicond. Internat., p. 250, 1985.

** Institutul de Cercetare Protecție Materiale Semiconductoare — București.

LOT B1 — PL. 5



LOT B4 — PL. 25

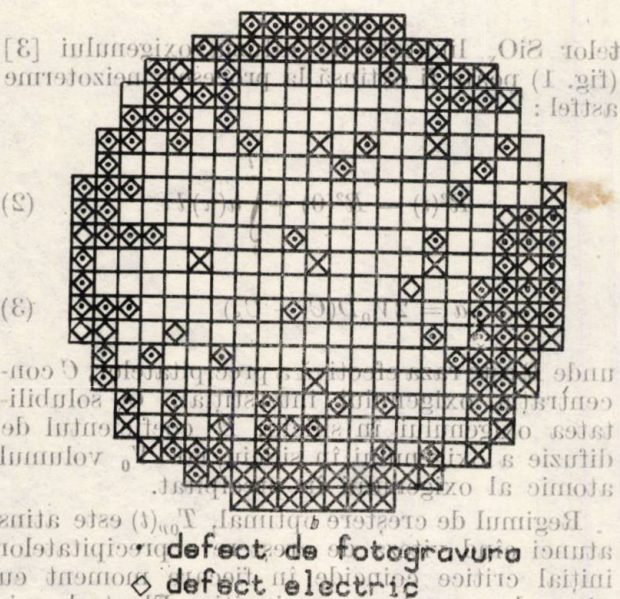


Fig. 8. Distribuția defectelor foto și electrice pe plachete aliniate prin proximitate: a — lot inițial; b — lot final.

C Z 621.3.033.3 : 669.7

SILICIU
PRECIPITARE
GETTERIZARE

Tratamente de creștere—nucleere a precipitatelor SiO_x pentru activarea getterizării intrinseci

ADRIAN VERON *, ANCA BRĂDEANU *, MARIANA STANCIU *, MAGDA BOTEA **, ELENA BLIDARU ** — BUCUREȘTI

Introducere

Getterizarea intrinsecă este larg utilizată în prezent pentru creșterea randamentelor de fabricație a dispozitivelor semiconductoare pe siliciu, în special a circuitelor integrate de mare complexitate [1]. În esență ea se bazează pe precipitarea controlată a oxigenului suprasaturat în siliciul Czochralski și inducerea în volumul inactiv al plachetelor a unei densități suficiente de microdefecte cristalografice. Acestea captează impuritățile de contaminare introduse în proces (în special metalele de tranziție) evitând apariția defectelor de structură în zona de suprafață a plachetelor, zonă în care sint localizate circuitele. Pentru obținerea efectelor de getterizare intrinsecă este necesară inserarea în procesul standard a următorilor pași (i) exdifuzia oxigenului din zona de suprafață; (ii) nucleerea și/sau creșterea microprecipitatelor SiO_x în volum; (iii) expansiunea precipitatelor și generarea defectelor de cristal asociate (bucle de dislocații și defecte de împachetare). În această secvență tratamentele de creștere-nucleere (TCN) a microprecipitatelor SiO_x necesită, în general, un timp de proces îndelungat, dependent de istoria termică a cristalului de siliciu. În lucrare sint prezentate rezultatele unui studiu de optimizare a regimului temperatură-timp în TCN în sensul obținerii unei densități specificate de microprecipitate într-un timp minim. Distribuția finală a precipitatelor stabile are în general două componente: una crescută din distribuția nativă existentă inițial în monocristal și a doua nucleată în proces. Ca urmare sint analizate două tipuri de TCN: tratamente de creștere optimale (TCO) și tratamente de nucleere optimale (TNO). Este propusă o procedură experimentală de selectare a tratamentului adecvat, în funcție de caracteristicile cristalului de siliciu utilizat și de condițiile specifice de proces.

1. Tratamente de creștere optimale

Într-un tratament izoterm (fig. 1) cresc doar acele microprecipitate a căror dimensiune este mai mare decât raza critică [2]:

$$R_c(T) = \frac{2\sigma}{\Delta H_v} \frac{T_E}{T_E - T} = B \frac{T_E}{T_E - T} \quad (1)$$

* Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare—Băneasa

** Institutul de Cercetare Proiectare Materiale Semiconductoare — București.

unde T este temperatura absolută a tratamentului, σ energia de suprafață a precipitatelor, ΔH_v entalpia de volum pentru formarea precipitatelor, iar T_E temperatura de saturație a oxigenului în siliciu. Cinetica creșterii precipita-

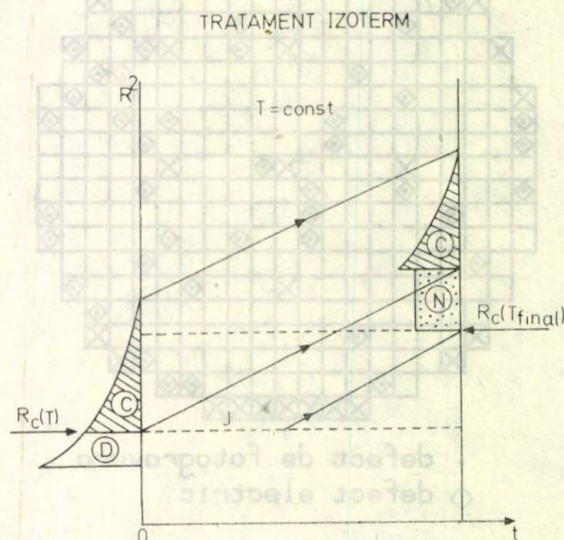


Fig. 1. Evoluția distribuției de microprecipitate SiO_x într-un tratament izoterm.

telor SiO_x limitate de difuzia oxigenului [3] (fig. 1) poate fi extinsă la procesele neizoterme astfel:

$$R^2(t) = R^2(0) + \int_0^t a(\tau) d\tau \quad (2)$$

$$a = 2V_0 D(C - C_s) \quad (3)$$

unde R este raza efectivă a precipitatelor, C concentrația oxigenului interstițial, C_s solubilitatea oxigenului în siliciu, D coeficientul de difuzie a oxigenului în siliciu, iar V_0 volumul atomic al oxigenului în precipitat.

Regimul de creștere optimal, $T_{op}(t)$ este atins atunci cînd viteza de creștere a precipitatelor inițial critice coincide în fiecare moment cu viteza de expansiune a razei critice. El este descris de ecuația diferențială:

$$\frac{dT}{dt} = \frac{a(T)}{2} \frac{(T_E - T)^3}{(BT_E)^2} \quad (4)$$

cu temperatura de start $T(0) = T_s$. Rezultatele integrării numerice a acestei ecuații sînt prezentate în figura 2. Se observă tranziția de la o fază inițială lentă la faza finală cu varia-

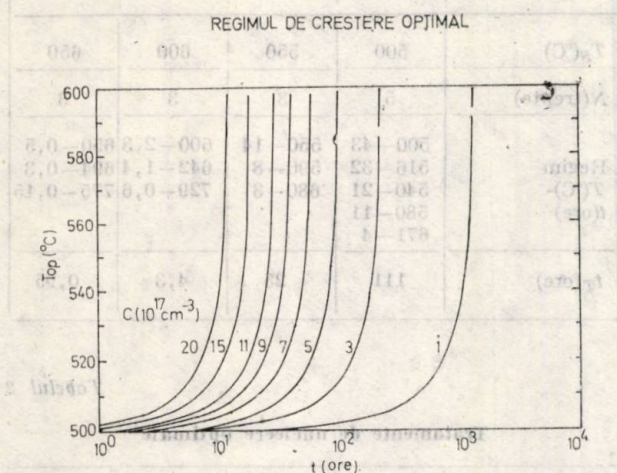


Fig. 2. Regimul temperatură-timp pentru tratamentele de creștere optimale.

ție rapidă a temperaturii. Implementarea acestui regim termic pe cuptoarele de tratament existente nefiind posibilă este necesară aproximarea lui prin tratamente mai ușor de realizat practic. În acest scop sînt analizate tratamentele de creștere în trepte izoterme descrise în figura 3 :

$$T(t) = T_j, t \in [t_{j-1}, t_j]; j = 1, 2, \dots, N. \quad (5)$$

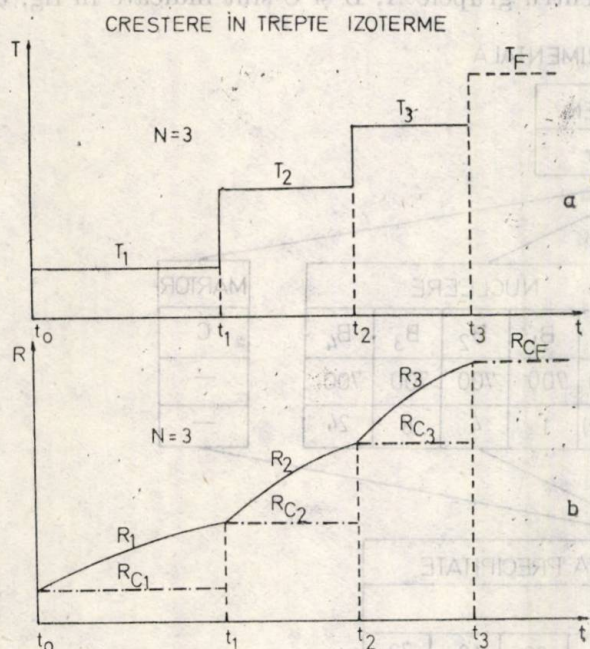


Fig. 3. Tratamente de creștere în trepte izoterme: a — regimul temperatură-timp; b — evoluția razei precipitatelor.

Utilizînd relația (2) durata unei trepte izoterme la temperatura T_j poate fi exprimată astfel :

$$\Delta t_j = t_j - t_{j-1} = \frac{R^2(T_j) - R^2(T_{j-1})}{a(T_j)}. \quad (6)$$

Tratamentul poate fi optimizat dacă pe durata fiecărei trepte precipitatele inițial critice ating raza critică a treptei următoare. Înlocuind (1) în (6) se observă că atunci cînd N crește indefinit tratamentul optimizat în trepte izoterme tinde către cel optimal $T_{op}(t)$. Fiind date temperatura de start, T_s și cea finală, T_F , timpul total de creștere poate fi minimizat alegînd în mod corespunzător cele $N - 1$ temperaturi intermediare. Acestea sînt soluțiile următorului sistem de ecuații neliniare :

$$\frac{\partial}{\partial T_j} \left(\sum_{i=1}^N \Delta t_i \right) = 0; j = 2, 3, \dots, N \quad (7)$$

sau

$$2 \left(\frac{1}{a_{j-1}} - \frac{1}{a_j} \right) R_{Cj} \frac{dR_{Cj}}{dT_j} - \frac{R_{Cj+1}^2 - R_{Cj}^2}{a_j^2} \frac{da_j}{dT_j} = 0. \quad (8)$$

Sistemul a fost rezolvat numeric utilizînd o procedură iterativă secvențială.

2. Tratamente de nucleere optimale

Conform teoriei nucleerii omogene [4] viteza de nucleere poate fi exprimată astfel :

$$J = z f C_N \quad (9)$$

unde z este factorul Zeldovich, C_N concentrația de echilibru a nucleelor critice, iar f viteza de alipire a monomerilor la nucleele critice. Pentru fiecare concentrație a oxigenului interstițial, viteza de nucleere este maximă la o temperatură T_N (fig. 4a), soluție a ecuației neliniare :

$$\left. \frac{\partial J}{\partial T} \right|_c = 0. \quad (10)$$

Tratamentele de nucleere optimale sînt tratamente izoterme la această temperatură.

3. Procedura experimentală

Compararea tratamentelor de creștere-nucleere optimale s-a efectuat pe o secvență tipică de getterizare intrinsecă, descrisă în figura 5. S-au utilizat cristale de siliciu Czochralski tăiate de la capătul dinspre germene al unui lingou cu diametrul 76 mm, orientare (111), rezistivitate 6—12 Ωcm , dopat cu bor. Plachele au fost lustruite mecanochimic pînă la o grosime finală de 2 mm. Concentrația oxigenului interstițial a fost măsurată prin spectrometrie în infraroșu [5].

Inițial toate cristalele au suferit tratamentul de exdifuzie a oxigenului în Ar la 1200°C timp de 2 ore. Ulterior plachetele au fost împărțite în trei grupe. Grupei A i s-au aplicat tratamente de creștere optimale în trepte izoterme cu diferite temperaturi de start (tabelul 1). Grupa B a fost supusă unor tratamente de nucleere optimale cu durate diferite (tabelul 2). Grupa C nu a efectuat nici un TCN. Toate TCN au fost efectuate în N_2 . În final toate plachetele au efectuat tratamentul de expansiune a precipi-

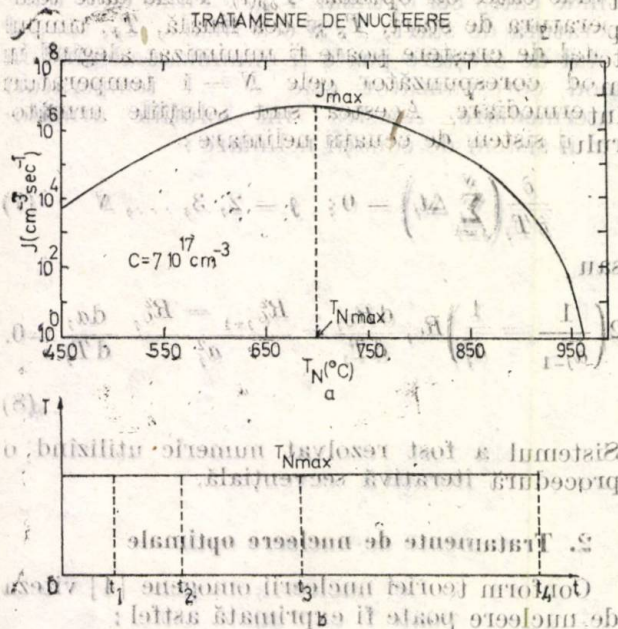


Fig. 4. Tratamente de nucleere optimale: a - variația vitezei de nucleere cu temperatura; b - regimul temperatură-timp. Unde: C este factorul de echilibru a nucleelor critice, iar V viteza de echilibru a nucleelor la nucleee critice. Pentru fiecare concentrație a oxigenului interstițial, V_N (fig. 4a) soluție a ecuației nel-

(10)

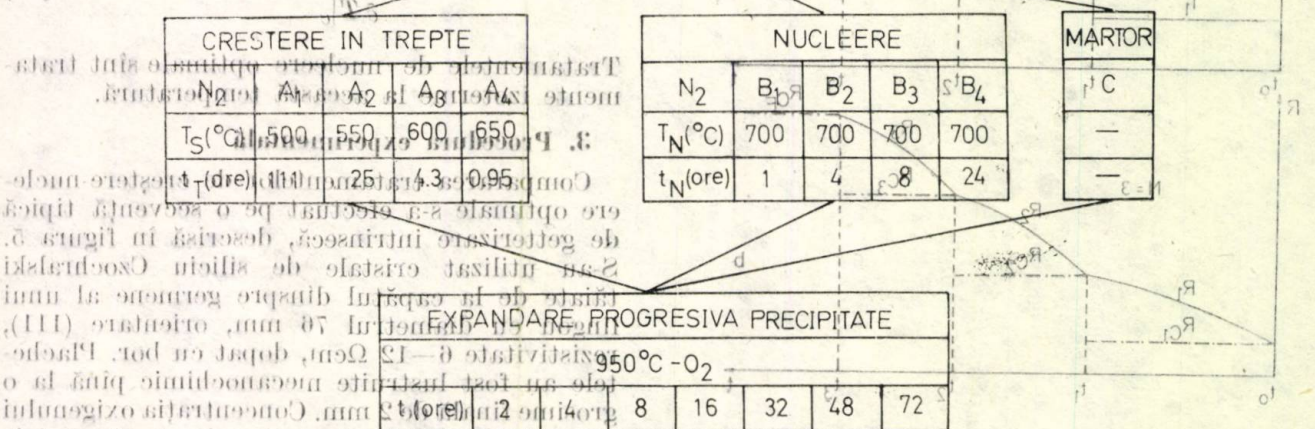


Fig. 5. Procedura experimentală de comparare a tratamentelor de creștere-nucleere optimale.

Tabelul 1
Tratamente de creștere optimale

Proba	A1	A2	A3	A4
T _S (°C)	500	550	600	650
N(trepte)	5	3	3	3
Regim T(°C)- t(ore)	500-43 516-32 540-21 580-11 671-4	550-14 590-8 680-3	600-2,3 642-1,4 729-0,6	650-0,5 694-0,3 775-0,15
t _T (ore)	111	25	4,3	0,95

Tabelul 2

Proba	B1	B2	B3	B4
T _N (°C)	700	700	700	700
t _N (ore)	1	4	8	24

Fig. 6. Curbele de precipitare a oxigenului la 950°C pentru grupele A, B și C sunt indicate în fig. 6

4. Rezultate

Curbele de precipitare a oxigenului la 950°C pentru grupele A, B și C sunt indicate în fig. 6

și 7. Deoarece, la 950°C viteza de nucleere omogenă (9) este neglijabilă se poate considera că reducerea concentrației oxigenului interstital are loc prin creșterea unui număr fix de precipitații prin TNO, în timp ce pentru densități mai mari decât 5.3-10 cm⁻³ TCO sunt preferabile.

5. Concluzii

Porind de la datele disponibile privind efectele precipitației oxigenului în siliciu, au fost concepute tratamente optime de creștere, respectiv nucleere a microprecipitațiilor SiO₂. Aceste tratamente au fost comparate experimental în funcție de caracteristicile de getterizare intrinsecă. Procedura propusă permite selectarea tratamentului optim de creștere sau nucleere în funcție de proprietățile cristalului de siliciu utilizat. Pentru o concentrație de precipitații între 10¹⁷ și 10¹⁸ cm⁻³ se recomandă procesul în parte având în vedere gradul de contaminare și nivelul stresului tehnic aplicat planului de creștere.

$$\frac{1}{6} \left[\ln \frac{1+U+U^2}{(1-U)^2} \right] - \frac{1}{\sqrt{3}} \left[\arctg \left(\frac{2U+1}{\sqrt{3}} \right) - \arctg \frac{1}{\sqrt{3}} \right] = \left(\frac{4}{3} \pi N_p \right)^{\frac{2}{3}} F_D \left[\frac{C_{IN}-C_S}{C_0-C_S} \right]^{\frac{1}{3}} t$$

$$U = \left[(C_{IN}-C)/(C_{IN}-C_S) \right]^{\frac{1}{3}}$$

Fig. 6. Curbele de precipitare a oxigenului interstital după tratamentele de creștere optimă.

Fig. 7. Curbele de precipitare a oxigenului interstital după tratamentele de nucleere optimă.

getterizare intrinsecă semnificativ este necesară îndepărtarea unui număr suficient de mare de precipitații (și defecte de cristal asociate) pentru a contracara contaminarea specifică procesului. Pe de altă parte, în funcție de nivelul stresului tehnic aplicat planului în proces, o densitate prea mare de precipitații (și dislocații asociate) poate induce deformarea plastică a planulelor, cu efecte negative în operațiile de fotograbare. Ca urmare porind de la condițiile specifice fiecărui proces se poate determina domeniul util al concentrației de precipitație. Pentru gr-

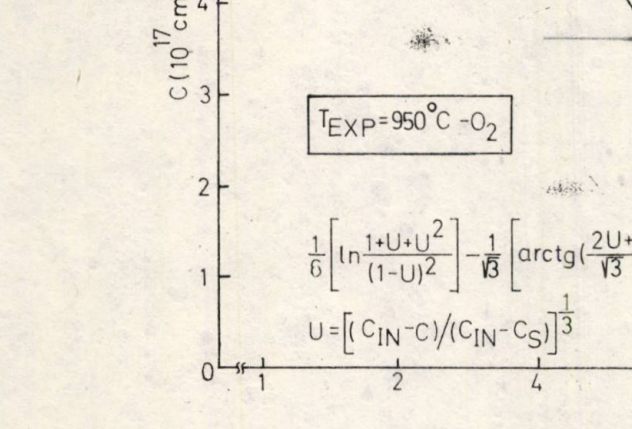


Fig. 7. Curbele de precipitare a oxigenului interstital după tratamentele de nucleere optimă.

tate [6]. Concentrația acestora N_p poate fi obținută prin fitarea curbei de precipitare cu relația inserată în figurile 6 și 7, în conform teoriei lui Ham a precipitării limitate de difuzie [6, 7].

Concentrațiile precipitațiilor stabilite la 950°C sunt indicate în figura 8 în funcție de timpul total necesar pentru creșterea sau nucleerea lor prin tratamente optime. Domeniul util al concentrației de precipitație este determinat de doi factori. Pentru o

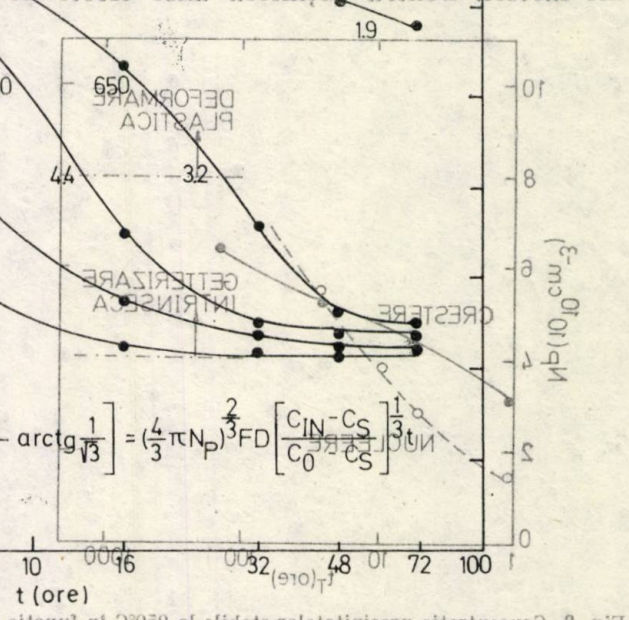


Fig. 8. Concentrațiile precipitațiilor stabilite la 950°C în funcție de timpul total de tratament.

getterizare intrinsecă semnificativ este necesară îndepărtarea unui număr suficient de mare de precipitații (și defecte de cristal asociate) pentru a contracara contaminarea specifică procesului. Pe de altă parte, în funcție de nivelul stresului tehnic aplicat planului în proces, o densitate prea mare de precipitații (și dislocații asociate) poate induce deformarea plastică a planulelor, cu efecte negative în operațiile de fotograbare. Ca urmare porind de la condițiile specifice fiecărui proces se poate determina domeniul util al concentrației de precipitație. Pentru gr-

această relație C_{IN} este concentrația inițială a oxigenului interstițial, C_0 densitatea oxigenului în precipitat, iar F un factor de formă ($F=1$ pentru precipitate sferice).

Concentrațiile precipitatelor stabile la 950°C sînt indicate în figura 8 în funcție de timpul total necesar pentru creșterea sau nucleerea lor prin tratamente optimale. Domeniul util al concentrației de precipitate este determinat de doi factori. Pentru obținerea unor efecte de

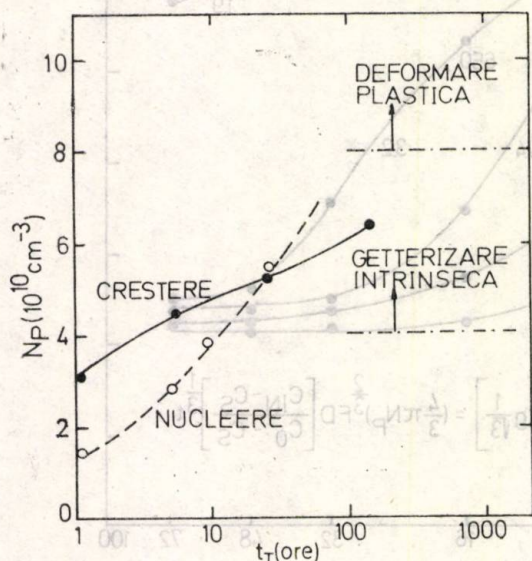


Fig. 8. Concentrația precipitatelor stabile la 950°C în funcție de timpul total al tratamentului de creștere-nucleere.

getterizare intrinsecă semnificative este necesară inducerea unui număr suficient de mare de precipitate (și defecte de cristal asociate) pentru a contracara contaminarea specifică procesului. Pe de altă parte, în funcție de nivelul stresului termic aplicat plachetelor în proces, o densitate prea mare de precipitate (și dislocații asociate) poate induce deformarea plastică a plachetelor cu efecte negative în operațiile de fotogravură. Ca urmare pornind de la condițiile specifice fiecărui proces se poate determina domeniul util al concentrației de precipitate. Pentru cris-

talul studiat se poate apoi selecta TCN cel mai potrivit în scopul obținerii densității N_p dorite într-un timp minim. Conform figurii 8 densități mai mici decît $5,3 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ sînt induse mai rapid prin TNO, în timp ce pentru densități mai mari decît $5,3 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ TCO sînt preferabile.

5. Concluzii

Pornind de la datele disponibile privind cinetica precipitării oxigenului în siliciu, au fost concepute tratamente optimale de creștere, respectiv nucleere a microprecipitatelor SiO_2 . Aceste tratamente au fost comparate experimental într-o secvență tipică de getterizare intrinsecă. Procedura propusă permite selectarea tratamentului optimal de creștere sau nucleere în funcție de proprietățile cristalului de siliciu utilizat. Domeniul util al concentrației de precipitate trebuie însă determinat pentru fiecare proces în parte avînd în vedere gradul de contaminare și nivelul stresului termic aplicat plachetelor de siliciu.

Bibliografie

- [1] Jaszczyński, L. Origin and control of material defects in silicon VLSI technologies: an overview. In: IEEE Trans. on Electron. Dev., vol. ED-29, nr. 4, 1982, p. 475—487.
- [2] Burke, J. The kinetics of phase transformations in metals. Pergamon Press, 1965.
- [3] Patel, J. R. Current problems on oxygen in silicon. In: Semiconductor Silicon 1981, The Electrochemical Society, Inc., 1981, p. 189—207.
- [4] Inoue, N., Wada, K. și Osaka, J. Oxygen precipitation in Czochralski silicon — mechanism and application. In: Semiconductor Silicon 1981, The Electrochemical Society, Inc., 1981, p.282—293.
- [5] Interstițial atomic oxygen content of silicon by infrared absorption. In: ASTM Data Ser., F121, 1981.
- [6] Yasutake, K., Umeno, M. și Kawabe, H. Oxygen precipitation and microdefects in Czochralski-grown silicon crystals. In: Phys. Stat. Sol. (a), vol. 38, 1984, p. 207—217.
- [7] Ham, F. S. Theory of diffusion-limited precipitation. In: J. Phys. Chem. Solids, vol. 6, 1958, p. 335—351.

CZ 621.316.5 : 535.6

T.V.-COLOR
CIRCUIT INTEGRAT
PROCESOR ANALOGIC

Circuite integrate pentru un televizor color evoluat

NICOLAE MARINESCU, VIRGIL CHEORGHIU* — BUCUREȘTI

Introducere

I.P.R.S. Băneasa împreună cu uzinele Electronica au convenit asupra unui set de circuite integrate destinat unui televizor color de foarte bună calitate cu un grad mare de integrare.

Acest televizor se bazează pe seria de circuite integrate care poartă codul generic de TDA 4500 și este ultima soluție analogică de performanță, după care toate realizările se vor orienta către abordări digitale de tip ITT — DIGIT 2000.

1. Televizor color cu seria 4500

Schema bloc a unui asemenea televizor este reprezentată în figura 1.

Se remarcă faptul că un televizor color multi-standard PAL/NTSC/SECAM conține doar 5

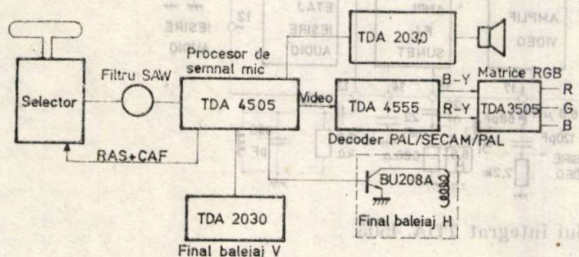


Fig. 1. Schema bloc a unui televizor color cu seria TDA 4500.

circuite integrate, dintre care se detașează două: TDA 4505 — procesor de semnal mic și TDA 4555 — decodor de culoare multistandard.

Matricea RGB — TDA 3505 — este un circuit integrat mai simplu față de cele două menționate anterior cu toate că el oferă calități de excepție.

Cele două finale de putere audio și baleiaj vertical sint amplificatoare standard, încapsulate în capsulă pentawatt (TO 220 cu 5 terminale).

O asemenea abordare conduce la un șasiu supersimplificat, componentele pasive fiind reduse la minim, circa 50 rezistențe și condensatoare, o singură bobină și aproximativ 5 semi-reglabili. Fiabilitatea estimată este mult crescută față de varianta TELECOLOR cu cel puțin un ordin de mărime.

* Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa.

Avantajele la beneficiar ale acestei soluții sint sintetizate prin următoarele subpuncte:

- componente puține;
- posibilitatea construcției unui șasiu mono-placă din care lipsesc conectoarele, iar conductoarele de legătură sint în număr nesemnificativ. Într-un singur cuvânt „o construcție compactă”;
- performanțe ridicate care se pot judeca după caracteristicile electrice ale fiecărui circuit;
- punctele de ajustare reduse la minim conduc la manoperă puțină în linia de fabricație și derivă mică în exploatare. Reglajele sint neiterative, putind fi executate pe o aparatură de asistare simplă;
- cost redus impus inițial de numărul redus de componente și implicit de suprafața mică de cablaj imprimat necesară;
- cadență sporită de producție și o mai ușoară urmărire a ei;
- garantarea performanțelor întregului televizor.

Acest ultim punct credem că merită să fie puțin detaliat. În fond uzina constructoare de televizoare primește un circuit integrat de tip TDA 4505, testat amănunțit pe sisteme de măsură controlate de computer și garantate printr-o normă cuprinzătoare pe exact schema de utilizare în televizor. Deoarece în interiorul lui TDA 4505 se găsește totalitatea circuitelor de semnal mic, începind cu amplificatorul de FI și sfîrșind cu circuite auxiliare de regaj de tip RAS, CAF etc., se garantează amănunțit performanțele întregului televizor, de la ieșirea selectorului pînă la difuzor, decodor de culoare, etaje finale liniare de putere pe V și H.

La fel pentru circuitul integrat TDA 4555 firma de semiconductoare testează și garantează produsul pentru un semnal video complex definit, indiferent de sistem, ieșirile diferență de culoare, (R—Y), (B—Y) fiind conforme cu prescripțiile PAL/SECAM/NTSC.

Iată deci cum printr-o integrare puternică, o bună parte a performanțelor întregului televizor sint garantate deja în momentul testării finale a circuitelor integrate pe care le-am menționat.

În final se cuvine să menționăm că soluția Philips — TDA 4500 nu este unică. Firme japoneze de renume ca Sharp, JVC, Hitachi etc., merg pe aceeași cale. Bineînțeles că obiectivul principal este reducerea costului pentru

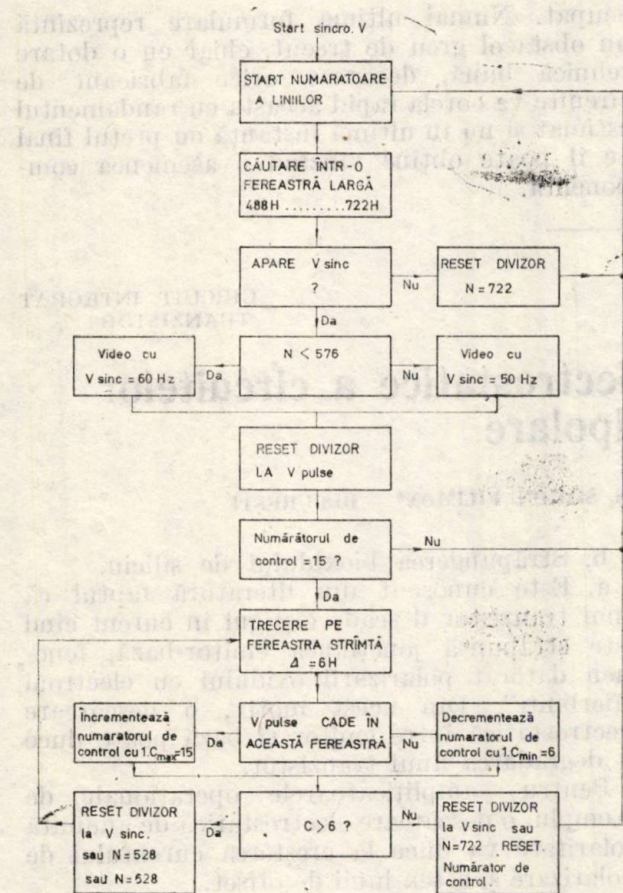


Fig. 3. Diagrama de stări a circuitului de sincronizare pe verticală din TDA 4505.

— Controlul volumului sunetului prin intermediul unui semnal de curent continuu.

— Preamplificator audio.

— Circuit complet pentru sincronizarea liniilor prevăzut cu două bucle PLL.

— Circuit pentru sincronizarea pe verticală, bazat pe divizarea logică a liniilor.

— Adaptarea automată a circuitului sincro-V, dacă sistemul prezentat este 50 sau 60 Hz.

— Preamplificator și generator de rampă verticală predistorsionată.

— Generator pentru extragerea semnalului de sincronizare a culorii — 3 nivele.

— Detector de coincidență.

— Identificator de semnal video.

Dorind să subliniem complexitatea și calitatea oferită de circuitul integrat TDA 4505 dăm în figura 3 diagrama logică de funcționare. De regulă la toate sincroprocesoarele analogice această funcție este dificilă și de aceea soluția totală este abordarea prezentată în figura 3. Această porțiune de circuit este realizată în

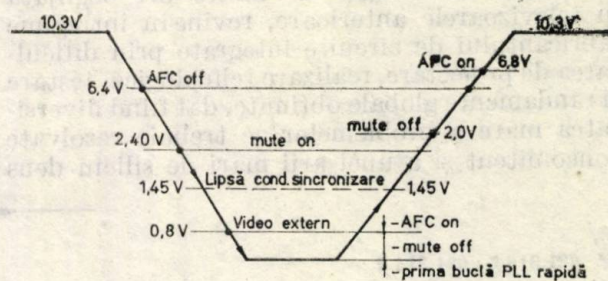


Fig. 4. Modurile de lucru ale lui TDA 4505 determinate de circuitul de coincidență.

Moduri de lucru :

$V_{22} < 0,8 \text{ V}$ — lucru cu un semnal video extern, de tip VCR

* sunetul este liber

* AGC nu este controlat de flyback

* AFC este liber

* Prima buclă PLL este rapidă

$0,8 \text{ V} < V_{22} < 2,4 \text{ V}$ — lucru cu un semnal video intern

* Sunetul este blocat

* AGC nu este controlat de flyback

* AFC este blocat

* Prima buclă PLL este rapidă sau lentă

* Separatorul de cadre este poziționat fie pentru semnal puternic, fie pentru semnal slab.

$2,9 \text{ V} < V_{22} < 6,4 \text{ V}$ —

* Sunetul este liber

* AGC este controlat de flyback

* AFC este blocat

* Prima buclă PLL este rapidă sau lentă

* Separatorul de cadre este poziționat fie pentru semnal puternic, fie pentru semnal slab.

$V_{22} < 6,9 \text{ V}$

* sunetul este liber

* AGC este controlat de flyback

* AFC este liber

* Prima buclă PLL este rapidă sau lentă

* Separatorul de cadre este poziționat fie pentru semnal puternic, fie pentru semnal slab.

tehnică I^2L , compatibilă cu un proces bipolar de 40 MHz.

Alt exemplu semnificativ îl constituie comportarea acestui circuit în funcție de tensiunea generată la terminalul 22 de către blocul de coincidență. Această funcționare este descrisă în figura 4.

3. Concluzii

În concluzie, în afară de faptul că circuitul integrat include în același cip blocurile tipice unui televizor color, acestea reprezintă soluții sofisticate destinate funcționării ireproșabile, în orice condiții de utilizare. Efortul pentru obți-

nerea acestei calități de multe ori neglijată în televizoarele anterioare, revine în întregime fabricantului de circuite integrate prin dificultatea de proiectare, realizare tehnologică, testare și randamente globale obținute, dat fiind diversitatea mare a problemelor ce trebuie rezolvate concomitent și a unei arii mari de siliciu dens

ocupat. Numai ultima formulare reprezintă un obstacol greu de trecut, chiar cu o dotare tehnică bună, deoarece orice fabricant de circuite va corela rapid aceasta cu randamentul estimat și nu în ultimă instanță cu prețul final ce îl poate obține vinzând o asemenea componentă.

CZ 621.316.5 : 621.314.2

CIRCUIT INTEGRAT
TRANZISTOR

Studiu asupra sensibilității electrostatice a circuitelor integrate bipolare

SORIN NEGRU, A. DANELIUC, N. CHIRTAȘ, SIMION FILIMON* — BUCUREȘTI

Introducere

Distrugerea prin descărcări electrostatice este unul din cele mai frecvente mecanisme de defectare a circuitelor integrate. Deși specifică circuitelor MOS, sensibilitatea electrostatică este întâlnită și la unele circuite bipolare.

Conform metodei 3015 din MIL-STD-883 sensibilitatea electrostatică se testează cu circuitul din figura 1.

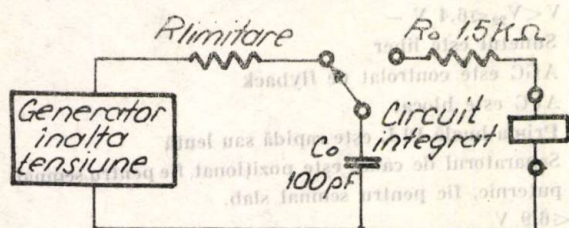


Fig. 1. Sensibilitatea electrostatică; definiție și metodă de măsură.

Aceste condiții de test simulează șocul electric produs de atingerea terminalelor unui circuit integrat de către un om încărcat cu sarcină electrostatică.

Conform MIL-STD-883 circuitele care nu se defectează la șocuri cu tensiuni până la 2000 V sînt insensibile electrostatic, cele care se defectează la tensiuni mai mici de 2000 V sînt circuite sensibile electrostatic.

Există și alte clasificări ale sensibilității electrostatice, iar diverse firme impun diverse praguri pentru controlul circuitelor fabricate sau utilizate, între 500 și 2000 V.

1. Aspecte teoretice

Mecanismele principale de defectare prin descărcări electrostatice pentru circuitele integrate bipolare sînt:

a. Scăderea cîștigului tranzistorilor de intrare datorită străpungerii emitor-bază.

b. Străpungerea bioxidului de siliciu.

a. Este cunoscut din literatură faptul că unui tranzistor îi scade cîștigul în curent cînd este străpunsă joncțiunea emitor-bază, fenomen datorat polarizării oxidului cu electroni „fierbinți”. Din acest motiv, o descărcare electrostatică între emitor și bază poate duce la degradarea unui tranzistor.

Pentru amplificatoarele operaționale, de exemplu, o descărcare electrostatică de anumită polaritate va duce la creșterea curentului de polarizare și a tensiunii de offset.

b. Oxidul de emitor are o grosime de $2500 \div 3000 \text{ \AA}$, care poate fi străpuns de o tensiune de $200 \div 300 \text{ V}$. Metalizările care trec peste acest oxid formează o capacitate MOS, capacitate care, pentru circuitele integrate bipolare, are totdeauna în paralel un lanț de joncțiuni, deci cel puțin o diodă Zenner, care ar proteja oxidul dacă s-ar străpunge instantaneu.

În figura 2 este arătată o trecere (Cross-over), iar schema echivalentă, cu circuitul de test și cu o diodă Zenner în paralel cu trecerea, este dată în figura 3.

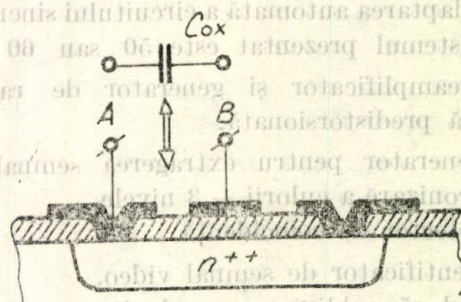


Fig. 2. „Trecere” de aluminiu și capacitatea indusă.

R_c și C_j sînt rezistența serie, respectiv capacitatea diodei aflată în paralel cu trecerea.

Grupul $C_j \div D_z$ va fi considerat în calcule capacitate pentru $V_2 < V_z$ și ca o sursă de tensiune de valoare V_z din momentul în care V_2 egalează V_z .

* Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa.

Ecuatiile care descriu această rețea pentru $V_2 < V_Z$ sint:

$$v_o = V_o - \frac{1}{C_o} \int i_o dt \quad (1)$$

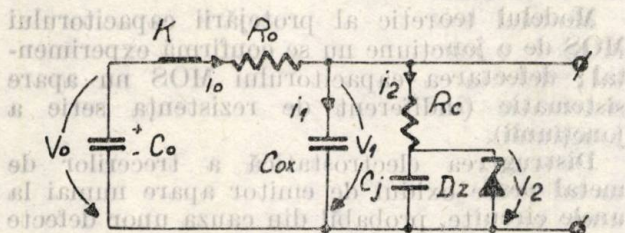


Fig. 3. Modelul electric de circuit pentru analiza descărcării electrostatice.

$$v_o = i_o R_o + v_1 \quad (2)$$

$$v_1 = \frac{1}{C_{ox}} \int i_1 dt \quad (3)$$

$$v_1 = v_2 + i_2 \cdot R_c \quad (4)$$

$$i_o = i_1 + i_2 \quad (5)$$

Momentul t_o , la care $v_2(t_o) = V_Z$ și la care v_1 va atinge valoarea maximă, este dat de următoarea ecuație transcendentă, rezultată din integrarea sistemului de 5 ecuații:

$$t_o - \frac{V_Z}{V_o} \cdot R_o C_J = (e^{at} - 1) \cdot \frac{1}{a} \quad (6)$$

unde

$$a = - \frac{1}{R_c C_{ox}} + \frac{1}{R_c C_J} + \frac{1}{R_o C_{ox}} \quad (7)$$

Tensiunea maximă pe oxid va fi:

$$v_{1max} = \frac{V_o}{R_o} \left(\frac{1}{C_{ox}} + \frac{1}{C_o} \right) \cdot \left(t_o - \frac{V_Z}{V_o} \cdot R_o C_J \right) \quad (8)$$

Ecuația (6) poate fi rezolvată numeric pentru valorile specifice unui anumit circuit integrat.

Se poate vedea că pentru a obține v_{1max} mic este necesar să minimizăm V_Z , C_J și R_c și să creștem C_{ox} .

Rezolvăm numeric pentru două cazuri:

a) $C_{ox} = 5 \text{ pF}$, $C_J = 10 \text{ pF}$, $R_c = 50$,

$V_Z = 70 \text{ V}$, $V_o = 1500 \text{ V}$

b) $C_{ox} = 5 \text{ pF}$, $C_J = 10 \text{ pF}$, $R_c = 1 \text{ K}$,

$V_Z = 70 \text{ V}$, $V_o = 1500 \text{ V}$.

Pentru a) obținem $V_{1max} = 73 \text{ V}$, iar pentru b) $V_{1max} = 251 \text{ V}$. Deci pentru străpungerea oxidului ar trebui o valoare R_c neuzual de mare.

2. Metoda experimentală

Schema-bloc a aparatului construit de serviciul Autoutilare este dată în figura 4.

Pentru a detecta apariția unor scurtcircuite înainte și după șocul electrostatic se conectează un generator de curent care injectează $10 \mu\text{A}$ între terminalele circuitului, iar tensiunea se măsoară cu un voltmetru digital.

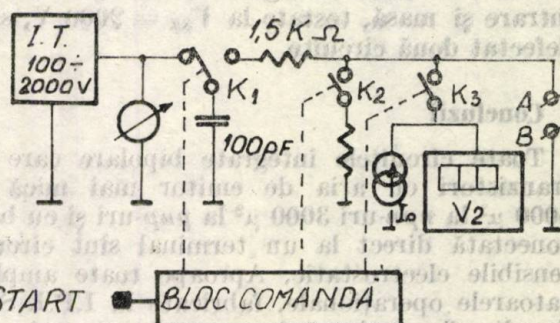


Fig. 4. Tester de sensibilitate electrostatică. Schema-bloc.

3. Rezultate experimentale

Tabelul de mai jos prezintă tensiunea de sensibilitate electrostatică (V_{SE}) care, aplicată unui tranzistor prin intermediul aparatului din figura 4, produce o scădere a câștigului de 10% .

Tip	Arie E_m μ^2	$V_{SE} \text{ V}$
nnp	470	500
nnp	950	700
nnp	3500	1500
pnpS	1200	900
pnpL	1000	1000

Pentru nnp și pnp lateral s-a măsurat V_{SE} pentru tranzistori, cu și fără metalizarea de emitor expandată peste jonțiunea $E-B$. Diferența s-a dovedit nesemnificativă.

Pentru amplificatorul operațional 741 s-a măsurat V_{SE} care, aplicată între V^- și o intrare, provoacă o fugă a tensiunii de offset mai mare de 1 mV .

S-a obținut:

$V_{SE} = 1000 \text{ V}$ pentru BA 741

$V_{SE} = 1400 \text{ V}$ pentru $\mu\text{A} 741$ Texas Instruments.

Pentru capacități MOS pe oxidul de emitor, cu capacitatea maximă de 10 pF s-a măsurat

tensiunea de străpungere ireversibilă în curent continuu (V_{DC}) și V_{SE} .

Pentru o capacitate MOS protejată cu o diodă Zenner, ca în figura 3, V_{SE} este mai mare de 2000 V chiar pentru $R_C = 100 \text{ K}$.

Nr. probă	$V_{DC}(V)$	$V_{SE}(V)$
1	150	500
2	300	2000

Din 200 circuite logice cu trecere între o intrare și masă, testate la $V_{SE} = 2000 \text{ V}$, s-au defectat două circuite.

Concluzii

Toate circuitele integrate bipolare care au tranzistori cu aria de emitor mai mică de $5000 \mu^2$ la *npn*-uri $3000 \mu^2$ la *pnp*-uri și cu baza conectată direct la un terminal sînt circuite sensibile electrostatic. Aproape toate amplificatoarele operaționale, fabricate la I.P.R.S. și de alte firme, intră în această categorie. La montarea și manipularea acestor circuite trebuie luate măsuri corespunzătoare, cum ar fi folosirea de reglete antistatice, evitarea atingerii terminalelor etc.

Capacitoarele MOS se străpung ireversibil la tensiuni electrostatice de $4 \div 5$ ori mai mari

decît străpungerea de curent continuu. Acest lucru se datorează probabil faptului că, deși se atinge cîmpul critic în oxid, energia înmagazinată în condensatorul de descărcare este insuficientă pentru a produce apariția unui defect în oxid.

Modelul teoretic al protejării capacitorului MOS de o joncțiune nu se confirmă experimental; defectarea capacitorului MOS nu apare sistematic (indiferent de rezistența serie a joncțiunii).

Distrușgerea electrostatică a trecerilor de metal peste oxidul de emitor apare numai la unele circuite, probabil din cauza unor defecte locale.

Pentru ca limita de sensibilitate electrostatică să fie mai mare de 2000 V se impune ca :

a. Aria minimă a tranzistorilor de intrare să fie mai mare de $5000 \mu^2$ la *npn* și $3000 \mu^2$ la *pnp*.

b. Să se conecteze diode clamping pe intrări dacă, din considerente de comportare în frecvență, cerința a. nu este îndeplinită.

c. Să se evite treceri de metal peste oxidul de emitor, dacă metalul este conectat la un terminal.

d. Să se continue studiul asupra sensibilității electrostatice.

Bibliografie

- [1] Donald L. Denton. Guide lines for Establishing an Effective ESD Program. SST January 1984.

CZ 621.3.017.8 : 67/68

CIP
RANDAMET
TEHNOLOGIE

Considerații asupra randamentelor de fabricație a cipurilor pentru circuite integrate bipolare

SIMION FILIMON*) — BUCUREȘTI

Introducere

Procesul de fabricație a cipurilor pentru circuite integrate bipolare este compus din circa 80 de operații : generarea originalului pentru măști, copierea originalului, 15 procese de oxidare și difuzie, 7 depuneri de fotorezist, 7 alinieri și expuneri, 7 dezvoltări, testare pe plachetă și multe procese de dezoxidare, spălare etc. Nu există operație perfectă. Fiecare operație induce defecte și ca urmare unele cipuri de pe placheta de siliciu nu vor funcționa.

* Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa.

1. Dependența randamentului global de randamentul operațiilor

Randamentul pe placheta procesată se definește :

$$\eta = \frac{\text{Nr. cipuri bune}}{\text{Nr. total de cipuri}} \quad (1)$$

Probabilitatea ca un cip oarecare să fie bun este raportul dintre numărul cazurilor favorabile și numărul cazurilor posibile, deci :

$$P = \frac{\text{Nr. cipuri bune}}{\text{Nr. total de cipuri}} \quad (2)$$

Deci probabilitatea ca un cip oarecare să fie bun este egală cu media statistică a randamentului pe plachetă.

Notăm cu C_1 și C_2 evenimentele probabilistice ca un cip să fie defect din cauza 1, respectiv cauza 2.

Probabilitățile evenimentelor negate vor fi, conform (1) și (2)

$$P(\bar{C}_1) = \eta_1; P(\bar{C}_2) = \eta_2 \quad (3)$$

$C = C_1 \cup C_2$ va fi evenimentul probabilistic ca un anumit cip să fie defect din una din cele două cauze

$$\bar{C} = \overline{C_1 \cup C_2} = \bar{C}_1 \cap \bar{C}_2. \quad (4)$$

Dacă C_1 și C_2 sînt independente obținem, din (3) și (4)

$$P(\bar{C}) = \eta = \eta_1 \cdot \eta_2.$$

Generalizînd pentru n cauze independente :

$$\eta = \eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \dots \cdot \eta_n \quad (5)$$

Considerînd că toate cele 80 de operații din procesul de fabricație a unui cip au același randament η_i avem $\eta = \eta_i^{80}$.

În figura 1 este reprezentată grafic dependența η de η_i .

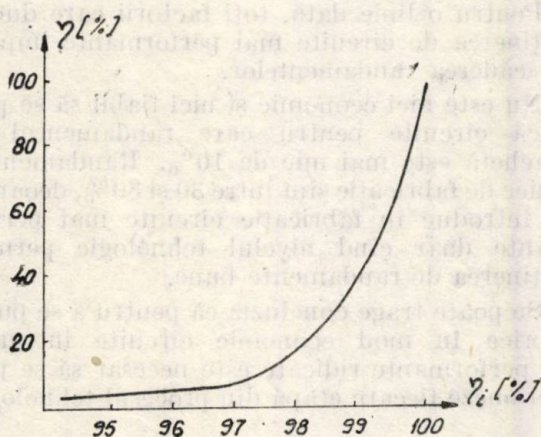


Fig. 1. Dependenta randamentului global de randamentele operațiilor.

Pentru a obține în final randamente mai mari de 50% este necesar ca media geometrică a randamentelor pentru operațiile componente să fie mai mare de 99%.

2. Dependenta randamentului de densitatea de defecte

Facem următoarele ipoteze și notații :

- Defectele sînt punctiforme;
- Orice defect de pe suprafața unui cip implică nefuncționarea cipului;
- Defectele sînt aleatoriu distribuite pe întreaga plachetă, densitatea medie de defecte

fiind D (egală cu numărul de defecte pe unitatea de arie);

— A_T este aria totală de siliciu, egală cu aria uneia sau mai multor plachete;

— A este aria cipului.

Dacă pe toată aria A_T ar exista un singur defect randamentul ar fi $\eta_1 = 1 - \frac{A}{A_T}$.

Pentru n defecte independente

$$\eta = \eta_1^n = \left(1 - \frac{A}{A_T}\right)^n.$$

Dar numărul total de defecte pe aria A_T este $n = A_T \cdot D$.

$$\text{Deci } \eta = \left(1 - \frac{A}{A_T}\right)^{A_T \cdot D} = \left(1 - \frac{A \cdot D}{A_T \cdot D}\right)^{A_T \cdot D}. \quad (6)$$

Este interesant randamentul statistic, pentru un număr mare de plachete, cînd $A_T \rightarrow \infty$.

Obținem în acest caz :

$$\eta = e^{-A \cdot D}. \quad (7)$$

În figura 2 este ilustrată dependența randamentului de arie, pentru diferite densități de defecte.

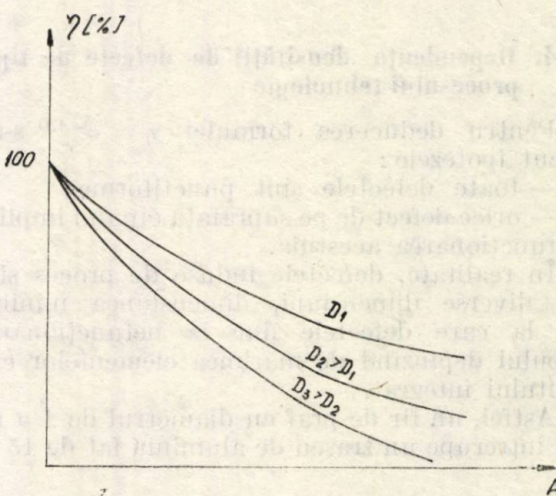


Fig. 2. Dependenta randamentului de arie și de densitatea de defecte.

Se poate vedea că circuitele de arie mică sînt afectate mult mai puțin de creșterea densității de defecte decît circuitele de arie mare.

3. Dependenta randamentului de defectele zonale

Nu toate operațiile introduc defecte aleatoriu distribuite pe suprafața plachetei. Deși aceste tipuri de defecte sînt predominante (defecte în rețeaua cristalină a siliciului, defecte induse de particule de praf sau particule străine în substanțe etc.) există și defecte care afectează zone din plachete (neuniformități de difuzie,

iluminarea neuniformă la expunerea fotorezistului etc.).

Notînd randamentul datorat defectelor zonale cu K formula randamentului global devine

$$\eta = K e^{-A \cdot D} \quad (8)$$

În figura 3 este ilustrată dependența randamentului de arie, pentru $K = 1$ și $K = 1$.

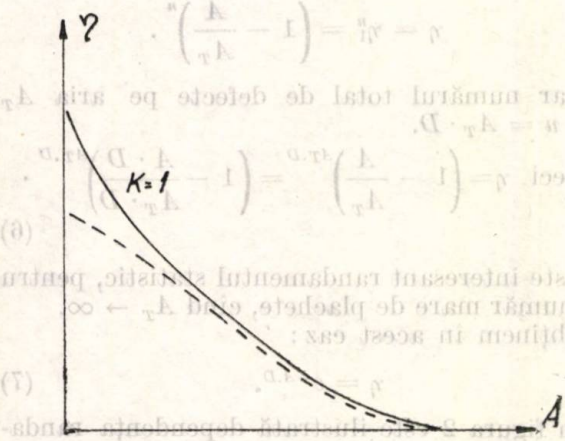


Fig. 3. Dependenta randamentului de arie și de ponderea defectelor zonale.

4. Dependenta densității de defecte de tipul procesului tehnologic

Pentru deducerea formulei $\eta = e^{-A \cdot D}$ s-au făcut ipotezele:

- toate defectele sînt punctiforme;
- orice defect de pe suprafața cipului implică nefuncționarea acestuia.

În realitate, defectele induse de proces sînt de diverse dimensiuni, dimensiunea minimă de la care defectele duc la nefuncționarea cipului depinzînd de mărimea elementelor circuitului integrat.

Astfel, un fir de praf cu diametrul de 4μ nu va întrerupe un traseu de aluminiu lat de 15μ ,

dar poate întrerupe un traseu de 5μ . Deci în aceleași condiții de lucru, densitatea de defecte este mai mare pînă la circuitele cu geometrii mai mici.

Orice cip are o arie vulnerabilă la defecte și o arie nevulnerabilă, formată din calea de trasare, spațiul dintre ploturile de sudură fire etc.

Se poate demonstra că $D_{\text{efectiv}} = D \cdot \frac{A_{\text{vulnerabilă}}}{A_{\text{Totală}}}$.

Raportul $\frac{A_v}{A_T}$ crește pentru circuitele de arie mare, deci D_{ef} crește cu aria.

Creșterea performanțelor circuitelor integrate se face, în principal, pe următoarele căi:

— prin reducerea geometriilor elementelor de circuit (pentru reducerea capacităților parazite, fapt care duce la creșterea vitezei de lucru a circuitului).

— Prin creșterea numărului de elemente de circuit, pentru realizarea de funcții complexe, fapt care în general duce la creșterea ariei.

— Prin utilizarea de procese tehnologice complexe (dublă metalizare, izolare cu oxid etc.) ceea ce implică creșterea numărului de operații.

Concluzii

Pentru o linie dată, toți factorii care duc la obținerea de circuite mai performante implică și scăderea randamentelor.

Nu este nici economic și nici fiabil să se producă circuite pentru care randamentul pe plachetă este mai mic de 10%. Randamentele tipice de fabricație sînt între 30 și 80%, deoarece se introduc în fabricație circuite mai performante doar cînd nivelul tehnologic permite obținerea de randamente bune.

Se poate trage concluzia că pentru a se putea fabrica în mod economic circuite integrate cu performanțe ridicate este necesar să se perfecționeze fiecare etapă din procesul tehnologic.

CZ 621.3.017.8 : 67

ASIGURAREA FIABILITĂȚII
PROCEDURA CONFORMITATE
CONTROL STATISTIC

Planuri de control pentru testul de conformitate λ

MARIANA CIOBANU* — BUCUREȘTI

Introducere

Programul de asigurarea fiabilității ce urmează a fi implementat în unitățile M.I.Et. integrează eforturi de proiectare, tehnologice, organizatorice și de ingineria calității prestate la nivelul a numeroase compartimente ale întreprinderii [1], [2]. Toate aceste activități sint planificate și procedurate. Eficiența programului în ansamblu este condiționată, printre altele, de rigoarea procedurilor sale. Planurile de control statistic oferă criterii unitare de decizie pentru procedura de verificare a conformității fiabilității.

1. Teste de fiabilitate

În industria de componente electronice se aplică, pe produs finit, 2 categorii distincte de teste de fiabilitate: teste de conformitate și teste de performanță [3]. Ambele categorii se bazează pe o aceeași premiză: eșantioanele testate reprezintă o fabricație stabilizată, fără defecte sistematice despre care se presupune că au fost eliminate prin acțiunea concertată a celorlalte funcții de asigurarea calității. Ele diferă semnificativ prin conținutul și scopul pe care și-l propun.

Testele de performanță au ca obiectiv evaluarea răspunsului componentelor la o gamă largă de solicitări, validarea periodică a testelor accelerate din punct de vedere al menținerii factorului de accelerare, mecanismelor de defectare și ponderii lor, stabilirea legilor de defectare și energiilor de activare etc. fiind destinate în special noilor proiecte. Acest tip de teste antrenează eforturi mari de proiectarea experimentelor, interpretarea datelor.

Testele de conformitate trebuie să permită, pe baza unui volum minim de testare și interpretare statistică a datelor, luarea unei decizii de tip binar (acceptat-respins). Aceste teste presupun deținerea unor informații prealabile precum legea de defectare și parametrii ei, riscurile asumate de părțile contractante, indicatorul relevant al fiabilității și valoarea admisă.

Din precizările referitoare la domeniul de analiză rezultă diferența esențială a caracterului celor 2 tipuri de teste:

- decizional și contractual pentru testele de conformitate;
- comparativ și estimativ pentru testele de performanță.

* Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare — Băneasa.

2. Procedura de verificarea conformității λ

Dezvoltarea și aplicarea unei proceduri sistematice, disciplinate, atât practice cât și analitice pentru verificarea conformității fiabilității permite monitorizarea centralizată a acestei activități pe baza unui sistem unitar, capabil să elimine orice ambiguitate privitoare la testare, prelucrare și raportare date. Această procedură trebuie să detalieze toate etapele de lucru ce se impun a fi parcurse pentru verificarea compatibilității componentei cu specificația sa (anexa I). Fiind integrată unui program unitar de fiabilitate, activitățile sale proprii interferă cu cele prestate în cadrul altor funcții precum analiza de defecte, etalonarea aparaturii, revizia sistemului (examinarea tehnică) prin planul de acțiuni corective.

Planurile de control statistic al fiabilității constituie parte integrantă a acestei proceduri.

3. Procedura de acceptare în controlul statistic

Controlul statistic permite ca, după verificarea unui eșantion dintr-un lot, să se ia decizie de acceptare-respingere pentru întreaga populație din care a provenit. În varianta sa atributivă, controlul statistic se sprijină pe discriminarea bun-defect aplicabilă fiecărei unități de produs aparținând eșantionului. Etapele de lucru uzuale parcurse pînă la adoptarea deciziei sint următoarele:

- prelevarea a n componente din lot;
- efectuarea verificării (măsurării, încercării);
- determinarea numărului de defecte K ;
- compararea numărului de defecte cu numărul de acceptare și luarea deciziei:

$$\begin{aligned} &\text{— acceptare} && K \leq a \\ &\text{— respingere} && K \geq a + 1. \end{aligned}$$

Prin concepție verificarea conformității prin control statistic necesită un efort minim de interpretare. Instrumentul de lucru pus la dispoziția inspecției este planul de control definit de 2 mărimi:

- n — numărul de unități de produs verificate;
- a — numărul de acceptare.

Caracterizarea completă a unui plan de control din punct de vedere al eficienței (puterii de discriminare) o furnizează caracteristica operativă ce stabilește relația între:

- P_A — probabilitatea de acceptare-calificare;

— valoarea reală a caracteristicii de calitate a întregii populații (de exp. % defecte) oferite la control.

Extinderea acestei forme tradiționale de tratare statistică a calității și la fiabilitate are ca scop final să pună la dispoziția activității de testare un set de planuri de control care să permită decizii unitare pe baza unui volum minim de încercare.

4. Exprimarea fiabilității prin număr de defecte

Fiabilitatea este în esență calitate extinsă în timp. Variabila aleatoare este timpul până la defectare distribuit după legi de variabilă continuă. Dintre acestea repartițiile de tip exponențial și Weibull se caracterizează prin cea mai largă aplicabilitate în industria de componente. Funcția de distribuție cumulativă $F(t)$ care exprimă probabilitatea de defectare înainte de timpul t pentru cele 2 cazuri are formă a :

Exponențial	Weibull
$F(t) = 1 - \exp. (-\lambda t)$	$F(t) = 1 - \exp. \left[- \left(\frac{(t - \gamma_0)}{\eta} \right)^\beta \right]$
λ rata defectare	γ_0 — parametru localizare β — parametru de pantă η — parametru de scală

În cazul planurilor de încercare trunchiate timpul este fixat la o valoare convenită t_i .

Exprima ea cantitativă a fiabilității se poate face în acest caz, prin procedee discrete, variabile aleatoare fiind, ca în cazul caracteristicilor de calitate, numărul de defecte. În cazul unei fabricații stabilizate, numărul de defecte urmează legi de distribuție discrete (Poisson, binomială, hipergeometrică) alegerea celei mai convenabile depinzând de raportul în care se află n și a , domeniul p , gradul de precizie dorit.

Legea	$P_r(x = K)$	Cond. aplica-bilitate
Binomială	$\frac{n!}{K!(n-K)!} p^K (1-p)^{n-K}$	$n \leq 0,1 N$ $p > 10\%$
Poisson	$\frac{(np)^K}{K!} e^{-np}$	$n \leq 0,1 N$ $p \leq 10\%$

N — efectiv lot (serie loturi)

p — proporția de defecte din lot

$P_r(x = K)$ — probabilitatea de defectare a comp. K .

De regulă, în cazul fiabilității $n \ll N$ astfel că distribuția hipergeometrică este foarte rar folosită.

Pornind de la aceste legi și valori prestabilite ale riscurilor (α' și β') se construiește caracteristica operativă a planului de control (n, a) etalonată în $P_A - p$ prin rezolvarea ecuațiilor :

$$P_{A1}(x \leq a) \geq 1 - \alpha'$$

$$P_{A2}(x \leq a) \leq \beta'$$

unde $P_A = \sum_{k=0}^a P_r(x = K)$ pentru 2 valori p .

Semnele de inegalitate apar pentru că soluțiile trebuie rotunjite la întreg.

Pentru ca procedura de verificarea conformității fiabilității prin test trunchiat la t_i să ia forma comună a controlului statistic prin atribute este necesar ca p să fie exprimată printr-o funcție specifică de fiabilitate care este $F(t_i)$.

$$p = F(t_i)$$

$F(t_i)$ redind tocmai procentul cumulat de defecte pe perioada $(0 - t_i)$.

Relația anterioară care stabilește legătura între cele 2 forme de exprimare cantitativă a fiabilității (discretă și continuă) este esențială în proiectarea planurilor de control.

Prin intermediul relațiilor precedente se pot caracteriza planurile de control statistic al fiabilității în termenii :

P_A — probabilitate de acceptare,
 $\lambda_{\max}, m, Z(t), \bar{Z}(t)$ — caracteristică de fiabilitate relevantă.

5. Clauze contractuale de fiabilitate

Specificația de calitate furnizează toate mărimile de intrare și criteriile de indexare ale planurilor de control statistic, inclusiv informații referitoare la testare, defectare.

Principala opțiune care aparține specificației se referă la tipul de distribuție și caracteristica de fiabilitate relevantă pentru produsul respectiv [4]. În cazul componentelor, planurile de control sînt indexate, funcție de tipul de distribuție a defectărilor în timp, în raport cu :

exponențial : $\lambda_{\max}$ — valoarea maximă a ratei de defectare (valoare estimată pe eșantion)
Weibull : m — minimul duratei medii de viață sau
 $\bar{Z}(t)$ — maximul intensității medii de defectare pe intervalul $(0, t)$ sau
 $Z(t)$ — maximul intensității de defectare instantanee.

Precizarea tipului de distribuție este implicită.

O altă categorie de informații furnizată de specificație este cea referitoare la riscurile asu-

mate de părțile contractante. Riscurile controlului statistic al fiabilității îmbracă 2 forme :

— riscul ca intervalul dat să nu conțină valoarea adevărată a caracteristicii de fiabilitate exprimat prin :

$\gamma = 1 - \alpha$ nivel de încredere

α — nivel de risc

— riscul α' ca furnizorul să refuze o caracteristică de fiabilitate la (sau peste) nivelul contractat și riscul β' ca utilizatorul să accepte o caracteristică de fiabilitate sub nivelul minim contractat.

Cele 2 categorii de riscuri își au originea, în primul caz în distribuția timpilor de cădere, iar în cel de al 2-lea în distribuția numărului de căderi la un timp dat.

6. Proiectarea planurilor de control

Modelul exponențial al fiabilității se bazează pe 2 ipoteze :

— numărul de căderi ce apar într-un interval de timp sînt distribuite Poisson (binomial);
— timpii de funcționare pînă la defectare sînt distribuiți exponențial.

Problema proiectării planurilor de control (n, a) pleacă de la următoarele soluții adoptate de STR ale componentelor I.P.R.S. :

— caracteristica relevantă de fiabilitate este $\lambda_{\max}$ avînd valori cuprinse în seria :

$10^{-5}/h$; $5 \times 10^{-6}/h$; $2 \times 10^{-6}/h$; $10^{-6}/h$;

$5 \times 10^{-7}/h$ $10^{-7}/h$

— durata testului de 1000 h 2000 h 5000 h
— nivelul de încredere γ că valoarea $\lambda_{\max}$ nu este depășită

$\gamma = 0,6$ 0,9 pentru calificare

$\gamma = 0,1$ pentru menținerea calificării [3], [5].

Riscul admis de specificație referindu-se la probabilitatea ca $\lambda_{\max}$ să fie depășită de valoarea adevărată a populației, relația de definiție $\lambda_{\max}$ este :

$$\lambda_{\max} = \frac{\chi^2_{\alpha}[2(a+1)]}{2T}$$

T — timp cumulat de încercare,
 $T \approx nt_i$ aproximare valabilă pentru $a \ll n$.
Rezultă :

$$n = \frac{\chi^2_{\alpha}[2(a+1)]}{2\lambda_{\max} t_i}$$

Valoarea a este selectată la începutul testului funcție de capacitatea de testare disponibilă. La elaborarea planurilor de control s-a lucrat cu seria de valori 0, 1, 2, 3, 4, 5, din care :

— $a = 0$ se impune a fi evitat din cauza riscurilor foarte mari pentru fabricant.

— $a > 3$ sînt prohibitive în multe cazuri din cauza efectivelor mari ale eșantioanelor.

Anexa II prezintă sub formă de tabele valorile minime ale efectivelor eșantioanelor n pentru toate combinațiile posibile $\lambda_{\max}$, γ , t_i , a menționate.,

Caracteristicile operative ale planurilor de control exprimate prin P_A — probabilitatea de acceptare și λ — rata de defectare (valoare adevărată a populației) se calculează din

$$P_A = \sum_{K=0}^a \frac{(np)^K}{K!} e^{-np} \text{ unde } p = 1 - \exp.(-\lambda \max. t_i).$$

În acest mod s-au obținut C.O. din figurile 1 și 2.

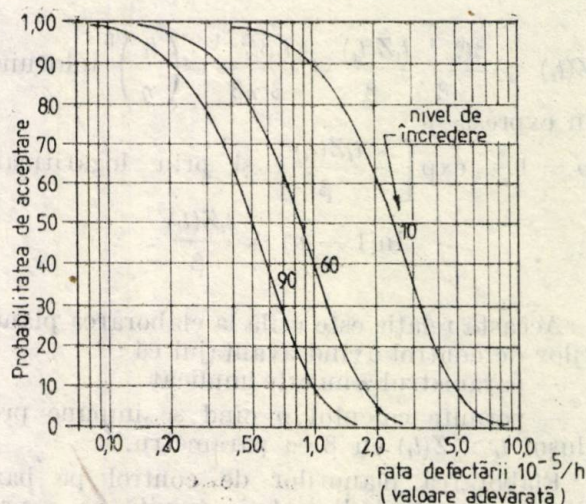


Fig. 1. Caracteristici operative pentru $\lambda_{\max} 10^{-5}/h$ $a = 2$ și $\gamma = 0,1; 0,6; 0,9$

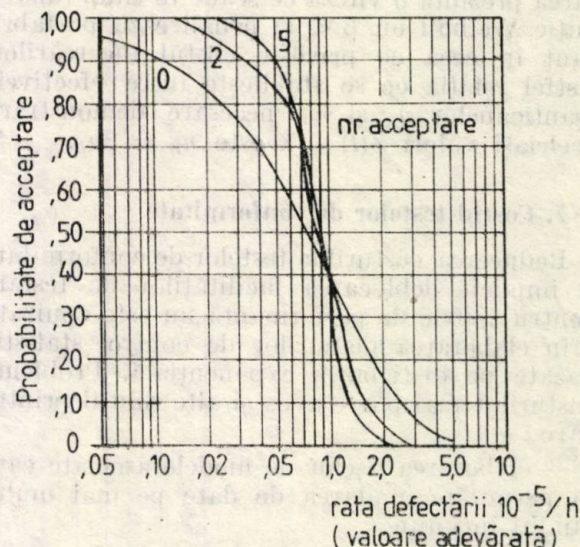


Fig. 2. Caracteristici operative pentru $\lambda_{\max} 10^{-5}/h$ și $\gamma = 0,6$ și $a = 0; 2; 5$.

Din examinarea sumară a figurilor se observă că eficiența planurilor de control al fiabilității depinde mai mult de criteriul de acceptabilitate a decît de efectivul eșantionului ca în cazul controlului calității.

Distribuția Weibull cu $\beta < 1$ descrie numeroase cazuri experimentale din fiabilitatea componentelor electronice. Parametrul de fiabilitate cel mai utilizat este intensitatea de defecare instantanee $Z(t_i)$ calculată la un timp de încercare prestabilit t_i . Probabilitatea de cădere înainte de t_i este funcția de distribuție cumulativă.

$p(t_i) = 1 - \exp. \left[- \left(\frac{t_i}{\eta} \right)^\beta \right]$ în care s-a admis $\gamma_0 = 0$ întrucît perioada inițială de viață nu este liberă de riscul defectării.

$p(t_i)$ se poate exprima funcție de $Z(t_i)$ prin următoarele artificii :

$$Z(t_i) = \frac{\beta t_i^{\beta-1}}{\eta^\beta} \frac{t_i Z(t_i)}{\beta} = \frac{t_i \beta t_i^{\beta-1}}{\beta \eta^\beta} = \left(\frac{t_i}{\eta} \right)^\beta \text{ înlocuind}$$

în expresia p

$$p = 1 - \exp \left[- \frac{t_i Z(t_i)}{\beta} \right] \text{ și prin logaritmare}$$

$$\ln(1 - p) = \frac{t_i Z(t_i)}{\beta}.$$

Această relație este utilă la elaborarea planurilor de control avînd avantajul că :

- parametrul η nu este implicat
- permite calculul p cînd se impune produsul $t_i \times Z(t_i)$ cu β ca parametru.

Elaborarea planurilor de control pe baza distribuției Weibull trebuie privită ca o problemă de perspectivă apropiată, întrucît utilizarea legii exponențiale în cazurile în care defecarea prezintă o viteză ce scade în timp (distribuție Weibull cu $\beta < 1$) penalizează pe fabricant în ceea ce privește costul încercărilor. Astfel relația ce se stabilește între efectivele eșantioanelor n_E și n_W necesare demonstrării aceleiași valori $Z(t) = \lambda$ este $n_W = \beta n_E$.

7. Costul testelor de conformitate

Reducerea costurilor testelor de conformitate și implicit deblocarea facilităților de testare pentru testele de performanță nu este epuizată prin elaborarea planurilor de control statistic bazate pe distribuția exponențială. Problema costurilor mai poate avea și alte soluții printre care :

- elaborarea fișelor de modele asociate care să permită cumulara de date pe mai multe familii înrudite ;
- utilizarea nivelului de încredere 0,1 pentru menținerea calificării ;
- elaborarea de planuri duble sau multiple de control statistic care pot oferi în anumite condiții, avantaje economice ;
- utilizarea legii Weibull cu $\beta < 1$ ori de cîte ori experiența anterioară a confirmat această ipoteză întrucît $n_W < n_E$.

8. Concluzii

Planurile de control ca și procedura de verificare a conformității fiabilității în ansamblu nu sînt suficiente în sine pentru a asigura valoarea λ contractată. Asigurarea este conferită de politica de calitate a întreprinderii și de modul în care obiectivele propuse sînt convertite în condiții necesare de realizare în cadrul programului de asigurarea fiabilității.

ANEXA I

PROCEDURA DE VERIFICAREA CONFORMITĂȚII FIABILITĂȚII

- | | |
|-----------------------------|---|
| 1. — TESTARE | 1.1 — Regimuri funcționare. |
| | 1.2 — Configurația circuitelor de test. |
| | 1.3 — Condiții solicitare. 1.4 — Precauții, toleranțe. |
| 2. — DEFECTARE | 2.1 — Parametrii criteriilor defec-tare. |
| | 2.2 — Limite defecare pentru fiabilitate. |
| | 2.3 — Clasificare defecte. 2.4 — Verificări intermediare și 2 fi-nale. |
| 3. — CALIFICARE | 3.1 — Selectare plan control. |
| | 3.2 — Metodă eșantionare. |
| | 3.3 — Decizie. |
| 4. — MENȚINEREA CALIFICĂRII | 4.1 — Periodicitate. 4.2 — Se-lectare plan control. 4.3 — Metodă eșantionare. |
| | 4.4 — Decizie. |
| 5. — RETRAGEREA CALIFICĂRII | 5.1 — Analiză defecte. 5.2 — Plan acțiunii colective |
| | 5.3 — Reluarea calificării. |
| 6. — CUMULARE DATE | 6.1 — Modele asociate. 6.2 — Date încercări tip. 6.3 — Date exploatare. |
| | 6.4 — Date încreări accelerate. |
| 7. — RAPORTARE | 7.1 — Conținut raport de test. |
| | 7.2 — Centralizare date. |
| | 7.3 — Periodicitate. |
| | 7.4 — Difuzare. |
| 8. — ȘTANDURI | 8.1 — Controlul condițiilor de funcționare. |
| | 8.2 — Program verificare stan-duri. |
| | 8.3 — Procedura în cazul defec-tării standului. |
| 9. — PLANURI CONTROL | |

Bibliografie

- [1] NFG 01—86. Normativ privind elaborarea și implemen-tarea programelor de fiabilitate.
- [2] BS 5760. Reliability of constructed or manufactured products, systems, equipments and components.
- [3] STAS 10191+85. Ghid pentru introducerea prescripțiilor de fiabilitate în standarde și norme tehnice.
- [4] NFG.02—86. Normativ privind introducerea prescrip-țiilor de fiabilitate în standarde și norme tehnice.
- [5] CCTU 01—09. Fiabilité.

Tabele planuri control — modelul exponențial

ANEXA II

EFFECTIVUL EȘANTIONULUI — n
 $\lambda_{\max.} = 10^{-5}/h$

$\gamma \backslash a$	1000 h						2000 h						5000 h					
	0	1	2	3	4	5	0	1	2	3	4	5	0	1	2	3	4	5
0,1	11	54	110	175	244	316	6	27	55	88	122	158	3	11	22	35	49	63
0,6	92	203	311	418	524	630	46	102	156	209	262	315	19	41	63	84	105	126
0,9	231	389	533	669	800	928	116	195	266	334	400	464	46	78	107	134	160	186

 $\lambda_{\max.} = 5 \cdot 10^{-6}/h$

$\gamma \backslash a$	1000 h						2000 h						5000 h					
	0	1	2	3	4	5	0	1	2	3	4	5	0	1	2	3	4	5
0,1	21	107	220	349	487	631	11	54	110	175	244	316	5	22	44	70	98	126
0,6	184	405	621	835	1048	1259	92	203	311	418	524	630	37	81	125	167	210	252
0,9	461	779	1065	1337	1599	1855	231	389	533	669	800	928	93	156	213	268	320	371

 $\lambda_{\max.} = 2 \cdot 10^{-6}/h$

$\gamma \backslash a$	1000 h						2000 h						5000 h					
	0	1	2	3	4	5	0	1	2	3	4	5	0	1	2	3	4	5
0,1	53	266	550	873	1217	1576	27	133	275	437	609	788	11	54	110	175	244	316
0,6	459	1012	1553	2088	2619	3146	230	506	777	1044	1310	1573	92	203	311	418	524	630
0,9	1152	1946	2661	3341	3997	4637	576	973	1331	1671	1999	2319	231	389	533	669	800	928

 $\lambda_{\max.} = 10^{-6}/h$

$\lambda \backslash a$	1000 h						2000 h						5000 h					
	0	1	2	3	4	5	0	1	2	3	4	5	0	1	2	3	4	6
0,1	106	532	1100	1746	2433	3152	53	266	550	873	1217	1576	21	107	220	349	487	631
0,6	917	2023	3106	4175	5237	6293	459	1012	1553	2088	2619	3146	184	405	621	835	1048	1259
0,9	2304	3891	5322	6682	7994	9274	1152	1946	2661	3341	3997	4637	461	779	1065	1337	1599	1855

 $\lambda_{\max.} = 5 \cdot 10^{-7}/h$

$\gamma \backslash a$	1000 h						2000 h						5000 h					
	0	1	2	3	4	5	0	1	2	3	4	5	0	1	2	3	4	5
0,1	211	1064	2200	3491	4866	6304	106	532	1100	1746	2433	3152	43	213	440	699	974	1261
0,6	1833	4046	6211	8350	10474	12585	917	2023	3106	4175	5237	6293	367	809	1243	1670	2095	2517
0,9	4607	7782	10644	13363	15988	18547	2304	3891	5322	6682	7994	9274	922	1557	2129	2673	3198	3710

 $\lambda_{\max.} = 10^{-7}/h$

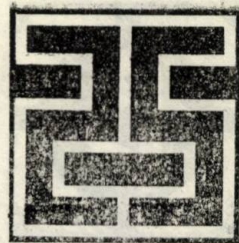
$\gamma \backslash a$	1000 h						2000 h						5000 h					
	0	1	2	3	4	5	0	1	2	3	4	5	0	1	2	3	4	5
0,1	1055	5321	11000	17454	24329	31516	528	2661	5500	8727	12164	15758	211	1064	2200	3491	4866	6304
0,6	9165	20227	31055	41750	52368	62922	4582	10114	15528	20875	26184	31461	1833	4046	6211	8350	10474	12585
0,9	23032	38907	53219	66813	79938	92735	11516	19454	26610	33407	39969	46368	4607	7782	10644	13363	15988	18547





IPRS BANEASA

1962-1987

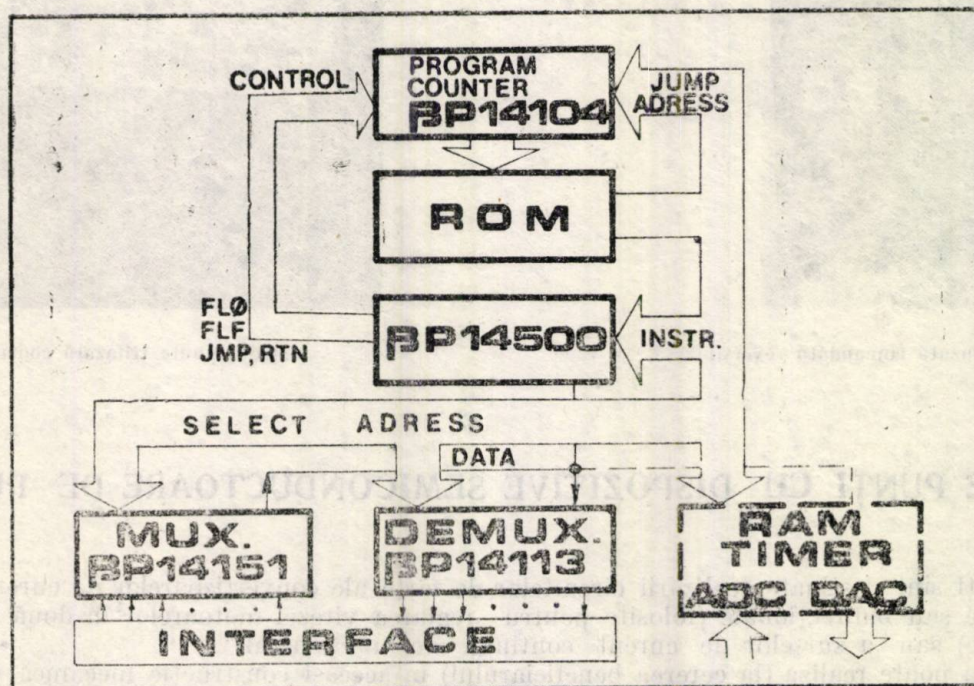


CIRCUITE INTEGRATE SERIA 14 000

Seria de circuite integrate 14000, avînd ca pilot procesul de 1 bit BP 14500, este destinată controlului automat de larg consum. Ea cuprinde următoarele circuite integrate:

- BP 14500, procesor de 1 bit (unitate centrală);
- BP 14104, numărător de program de 4 biți, expandabil;
- BP 14113, demultiplexor 1 : 8 cu memorie (interfață de ieșire);
- BP 14151, multiplexor 8 : 1 TRI STATE (interfață de intrare).

În funcție de dimensiunile aplicației, cu seria 14000 se pot construi automate programabile cu zeci, sute sau chiar mii intrări și ieșiri, avînd o capacitate proporțional de mare pentru memoria de program.



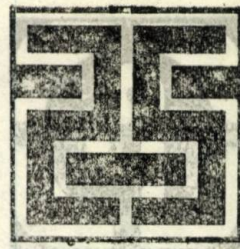
Schema bloc a unui automat programabil construit cu seria 14 000 de circuite integrate.

Aceste automate programabile înlocuiesc cu succes sistemele cu relee electromagnetice sau logice TTL cablată, acoperind aria automatizărilor „simple” (dar și cele mai des întâlnite), unde un sistem „puternic”, cu microprocesor de 8 biți ridică probleme de eficiență: consumă prea mult, e prea voluminos sau prea scump.

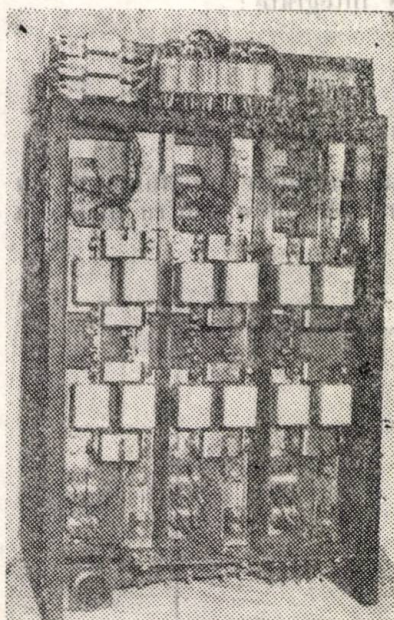


IPRS BANEASA

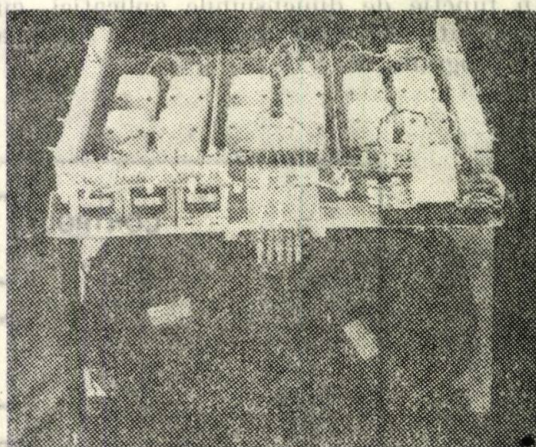
1962-1987



ELECTRONICA DE PUTERE IN I.P.R.S.



Modul punte trifazată comandată reversibilă



Modul punte trifazată comandată

MODULE PUNȚI CU DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE DE PUTERE

Modulele punți sînt destinate realizării circuitelor de forță ale convertizoarelor de curent continuu unidirecționale sau bidirecționale (folosite pentru reglarea vitezei motoarelor în două și respectiv patru cadrane) sau a surselor de curent continuu de uz general. IPRS-Băneasa poate realiza (la cererea beneficiarului) în aceeași construcție mecanică următoarele scheme electrice

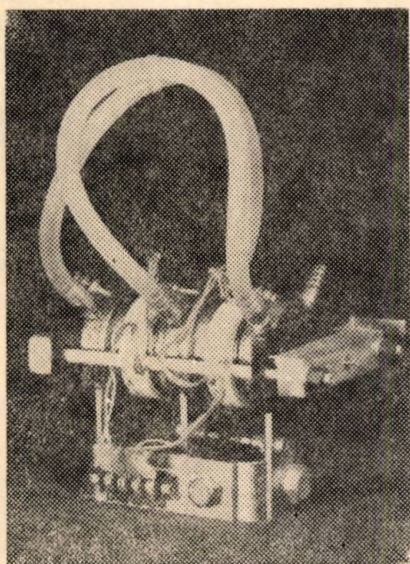
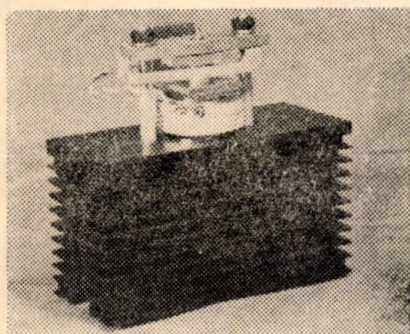
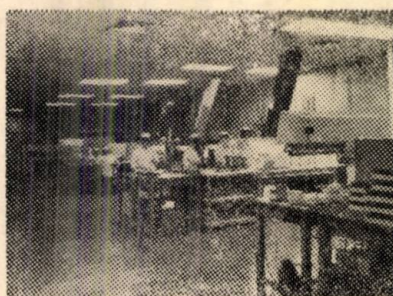
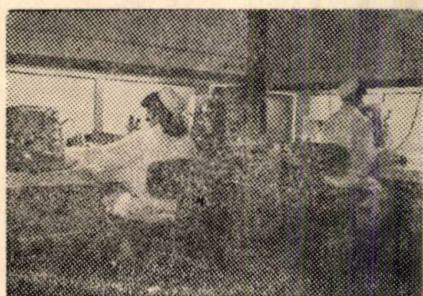
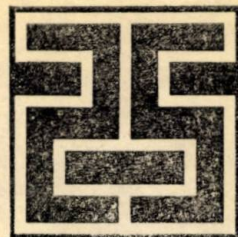
- Modulul punte trifazată comandată nereversibilă.
- Modulul punte trifazată comandată reversibilă.
- Modulul punte trifazată semicomandată.
- Modulul punte trifazată necomandată.
- Modulul punte monofazată comandată nereversibilă.
- Modulul punte monofazată comandată reversibilă.
- Modulul punte monofazată semicomandată.
- Modulul punte monofazată necomandată.





IPRS BANEASA

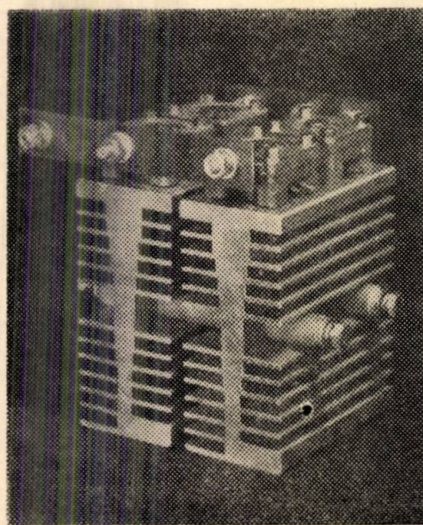
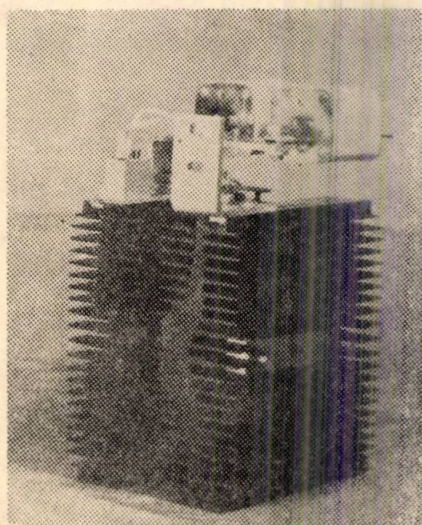
1962-1987



IPRS-Băneasa produce și oferă: diode cu siliciu, tiristoare normale și rapide, discuri și triacuri, punți redresoare, tranzistoare cu siliciu, circuite integrate logice, circuite integrate liniare, condensatoare cu hirtie, condensatoare electrolitice și bunuri de larg consum.

La cererea beneficiarilor, IPRS-Băneasa poate asigura componente electronice cu parametri sortați în condiții tehnice diferite de cele prezentate în catalog.

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32
sector 2 telefon 33 40 50

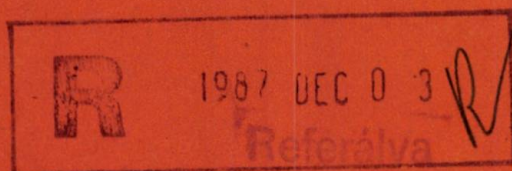


1956 OCT 22

E 2040

~~204~~

Elektrotechnika



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 31 • NR. 3 • SEPTEMBRIE 1987

ELECTROTEHNICA, AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

Anul 31

Nr. 3

septembrie 1987

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.317.3 : 535.331

ELECTRONI
SUPERRETEA
DEFECTE

SPECTRE DE TRANSMISIE

Greco, V. ș.a. : Modificări în spectrul electronilor transmiși datorate dezordonării unui lanț finit de bariere.

E.E.A. — *Automatica și electronica 31*, nr. 3, septembrie 1987, p. 87

Lucrarea conține un studiu teoretic al spectrelor electronilor transmiși printr-un lanț finit de bariere de potențial (superrețea). Energia electronilor incidenți este baleiată între zero și valoarea corespunzătoare înălțimii barierelor din lanț. Prin intermediul unui program de calcul se studiază influența dezordonării graduale a rețelei asupra spectrului electronilor transmiși.

CZ 531.75 : 535.32 : 535.232

DENSITATE

INDICE DE REFRACTIE

SPECTRU DIFERENȚIAL DE ABSORBȚIE ÎN INFRAROȘU

Pavelescu, C. ș.a. : Un studiu al proprietăților filmelor subțiri de SiO_2 dopate cu fosfor depuse din faza chimică de vapori la temperatură joasă.

E.E.A. — *Automatica și electronica 31*, nr. 3, septembrie 1987, p. 91

Lucrarea prezintă o corelație dintre proprietățile de structură (densitate, indice de refracție și absorbție diferențială în infraroșu) și legăturile chimice de tipul $P=0$ și $P-O-Si$ detectate în filmele de bioxid de siliciu dopate cu fosfor depuse din faza chimică de vapori la temperatură coborâtă.

CZ 621 : 385

DIFUZIE FOSFOR
MODEL ANALITIC
SIMULARE PROFIL

Găseanu, F. : Model analitic pentru simularea difuziei superficiale a fosforului în siliciu.

E.E.A. — *Automatica și electronica 31*, nr. 3, septembrie 1987, p. 92

Pe baza unui model al difuziei atomilor de fosfor în siliciu, este dedus un set de relații analitice explicite, capabil să descrie evoluția spațio-temporală specifică concentrației fosforului. Rezultatele modelului analitic permit simularea profilului de difuzie al fosforului în siliciu și compararea cu datele experimentale.

CZ 538.551

CIRCUITE INTEGRATE HIBRIDE
TEHNOLOGIE FLIP-CIP

Georgescu, M. ș.a. : Studiu de optimizare a tehnologiei flip-cip.

E.E.A. — *Automatica și electronica 31*, nr. 3, septembrie 1987, p. 96

Lucrarea prezintă încercările efectuate pentru determinarea condițiilor optime de realizare a componentelor în tehnologie flip-cip. Au fost determinate unele elemente de optimizare a proiectării și realizării acestor componente electronice.

CZ 666.76 : 621.357

DEPUNERI ÎN VID
MATERIALE REFRACTARE
TEHNOLOGIE LSI

Vasile, S. ș.a. : Rezultatele experimentale asupra filmelor subțiri de Mo și Mo_xSi_y pentru utilizări în circuite LSI.

E.E.A. — *Automatica și electronica 31*, nr. 3, septembrie 1987, p. 98

Sînt prezentate rezultatele experimentale asupra filmelor subțiri de molibden și siliciuri de molibden pentru utilizarea lor în tehnologia circuitelor integrate cu grad mare de împachetare (LSI).

CZ 621.315.6

SISTEM AUTOMAT DE TESTARE
STABILIZATOR MONOLITIC

Tuđosă, R. ș.a. : Sistem automat de testare a stabilizatorului monolitic ROB 305 : (II) programare și utilizare.

E.E.A. — *Automatica și electronica 31*, nr. 3, septembrie 1987, p. 101

Lucrarea de față prezintă problemele de programare și utilizare a sistemului de testare automată a stabilizatorului monolitic ROB 305, realizat în jurul sistemului SID 80.

Interfața de test a acestui sistem de testare a fost descrisă în prima parte a acestei lucrări.

CZ 621.316.3 : 538.5

C.A.D.

LAYOUT

D.R.C.

Cofofană, C. ș.a. : Program pentru operații logice cu măștile circuitelor integrate.

E.E.A. — *Automatica și electronica 31*, nr. 3, septembrie 1987, p. 105

Lucrarea prezintă un program pentru operații logice cu entități geometrice. Programul a fost implementat pentru mini-calculatoare din familia Coral 40 XX și poate fi utilizat în verificarea regulilor tehnologice și de proiectare și în extracția schemei electrice.

CZ 535 : 538.61

FOTODIODĂ

LIMITARE RĂSPUNS SPECTRAL

EFECTE DE DOPAJ MARE

Parica, M. ș.a. : Mecanismele de limitare la lungimi de undă scurte a răspunsului spectral al fotodiodelor realizate pe siliciu.

E.E.A. — *Automatica și electronica 31*, nr. 3, septembrie 1987, p. 108

În lucrare este explicată limitarea răspunsului spectral în domeniul ultraviolet (UV) al fotodiodelor pe siliciu constatată experimental. Se calculează responsivitatea fotodiodelor la $\lambda < 0,4 \mu\text{m}$ pe baza unui model propus care ia în considerare efectele de dopaj mare în regiunea difuzată în care are loc generarea de purtători liberi datorită absorbției radiației UV.

CZ 007.52 : 621.315 : 621.8

ROBOȚI INDUSTRIALI
SISTEME DE COMANDĂ
ACȚIONĂRI ELECTRICE

Balaure, E. : Roboți cu sisteme de poziționare de mare precizie.

E.E.A. — *Automatica și electronica 31*, nr. 3, septembrie 1987, p. 110

Sistemele de acționare ale roboților se realizează într-o gamă variată de tipuri constructive și după diverse tehnologii. Ele pot fi electrice, hidraulice sau pneumatice și utilizează o gamă largă de motoare rotative sau liniare.

Dependent de realizarea constructivă, de posibilitățile de amortizare a oscilațiilor, de forțele de frecare care intervin în timpul funcționării, de panta cuplului, de amplificările în buclele secundare, de posibilitățile de optimizare a funcționării etc., se obțin efectele dorite în ceea ce privește precizia poziționării. Utilizarea calculatoarelor oferă posibilități importante pentru mărirea preciziei de obținere a traiectoriilor dorite.

În acest context, lucrarea de față prezintă succint unele posibilități de îmbunătățire a metodelor și sistemelor de acționare a roboților. Totodată se prezintă un nou sistem de comandă și reglare numerică a acționărilor electrice utilizate pentru realizarea poziționărilor.

CZ 621.3 : 681.3

MICROPROCESOARE

TESTARE

AUTOMATIZARE

Popa, D. : Echipamente de automatizare cu programe de test încorporate.

E.E.A. — *Automatica și electronica 31*, nr. 3, septembrie 1987, p. 114

Articolul prezintă utilizarea de teste funcționale integrate pentru echipamente de automatizare bazate pe microprocesor.

Se descrie structura de teste pentru un echipament de măsurare și supraveghere a temperaturilor.

Se discută avantajele folosirii acestui mod de testare și implicațiile sale asupra arhitecturii hardware și software a echipamentelor.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.317.3: 535.331

**ЭЛЕКТРОНЫ
СУПЕРСЕТЬ
ДЕФЕКТЫ
СПЕКТРЫ ПЕРЕДАЧИ**

Грену, В. и др.: Изменения в спектре переданных электронов из-за нарушения порядка конечной цепи барьеров.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, сентябрь 1987 г., стр. 87

Работа содержит теоретическое изучение спектров переданных электронов конечной цепью барьеров потенциала /суперсеть/.

Энергия падающих электронов разветвляется между нулем и соответствующим значением высоты барьеров цепи.

С помощью счетной программы изучается влияние нарушения постепенного порядка сети на спектр переданных электронов.

УДК 531.75: 535.32: 535.232

**ПЛОТНОСТЬ
ПОКАЗАТЕЛЬ ПРЕЛОМЛЕНИЯ
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ СПЕКТР ИНФРАКРАСНОГО ПОГЛОЩЕНИЯ**

Павлеску, К. и др.: Изучение свойств тонких пленок легированных фосфором, осажденных из химической фазы паров при низком температурном.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, сентябрь 1987 г., стр. 91

Работа представляет соотношение между свойствами структуры /плотность, показатель преломления и дифференциальное инфракрасное поглощение/ и химическими связями типа $P=O$ и $P-O-Si$, которые обнаруживаются в пленках двуокиси кремния, легированных фосфором и осажденных из химической фазы паров при пониженной температуре.

УДК 621: 385

**ДИФФУЗИЯ ФОСФОРА
АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ
СИМУЛЯЦИЯ ПРОФИЛЯ**

Гэиссман, Ф.: Аналитическая модель для симуляции поверхностной диффузии фосфора в кремнии.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, сентябрь 1987 г., стр. 92

На основе модели диффузии атомов фосфора в кремнии вытекает набор аналитических выраженных отношений, способная описать пространственно-временную специфическую эволюцию концентрации фосфора.

Результаты аналитической модели позволяют симуляцию профиля диффузии фосфора в кремнии и сравнение с экспериментальными данными.

УДК 538.551

**ГИБРИДНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ
ТЕХНОЛОГИЯ ТИПА**

Джорджеску, М. и др.: Изучение оптимизации технологии типа flip-sip.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, сентябрь 1987 г., стр. 96

Работа представляет проведенные испытания для определения оптимальных условий изготовления компонентов в технологии типа flip-sip. Были определены элементы оптимизации проектирования и изготовления этих электронных элементов.

УДК 666.76: 621.357

**ВАКУУМНЫЕ ОСАЖДЕНИЯ
ОГНЕУПОРНЫЕ МАТЕРИАЛЫ
БИС ТЕХНОЛОГИЯ**

Василе, С. и др.: Экспериментальные результаты по тонким пленкам молибдена и кремнистого молибдена для применений в БИС схемах.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, сентябрь 1987 г., стр. 98

Представляются экспериментальные результаты о тонких пленках молибдена и кремнистого молибдена (Mo, Mo_xSi_y) для их применения в технологии интегральных микросхем с большой степенью интеграции /БИС/.

УДК 621.315.6

**АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ИСПЫТАНИЙ
МОНОЛИТНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР**

Тудосэ, Р. и др.: Автоматическая система испытания монолитного стабилизатора РОБ 305: /П/ программирование и применение.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, сентябрь 1987 г., стр. 101

Настоящая работа представляет вопросы программирования и применения системы автоматического испытания монолитного стабилизатора типа РОБ 305, изготовленного вокруг системы типа SID 80.

Интерфейс испытания этой системы испытаний писан в первой части настоящей работы.

УДК 621.316.3: 538.5

**C.A.D.
LAYOUT
D.R.C.**

Коцофанэ, К. и др.: Программа логических операций с масками интегральных микросхем.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, сентябрь 1987 г., стр. 105

Работа представляет программу логических операций с геометрическими существами. Програма была имплементирована для миникалькуляторов семейства Coral 40 XX и может применяться в проверке технологических правил и правил проектирования, а также извлечении электрической схемы.

УДК 535: 538.61

**ФОТОДИОДЫ
ОГРАНИЧЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОГО ОТВЕТА
ЭФФЕКТЫ БОЛЬШОГО ЛЕГИРОВАНИЯ**

Пурина, М. и др.: Механизмы ограничения при коротких длинах волн спектрального ответа фотодетекторов, изготовленных на основе кремния.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, сентябрь 1987 г., стр. 108

В работе объясняется ограничение спектрального ответа в ультрафиолетовой области /УФ/ фотодиодов на кремнии, которое экспериментально констатируется.

Подсчитывается время ответа фотодиодов при $\lambda < 0,4$ мкм на основе предложенной модели, учитывающей эффекты большого легирования в диффузионной области, в которой проводится генерирование свободных носителей благодаря поглощению УФ радиации.

УДК 007.52: 621.315: 621.8

**ПРОМЫШЛЕННЫЕ РАБОТЫ
СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИВОДЫ**

Балауре, Е.: Роботы с системами позиционирования большой точности.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, сентябрь 1987 г., стр. 110

Системы привода роботов изготавливаются в разном диапазоне конструктивных типов и в разных технологиях. Они могут быть электрическими, гидравлическими или пневматическими и используют большой диапазон вращательных или линейных двигателей.

В зависимости от конструктивного выполнения, возможностей ослабления вибраций, сил трения, появляющихся в ходе работы, крутизны пары, усиления в вторичных петлях, возможностей оптимизации работы и др. получают желаемые эффекты относительно точности позиционирования. Применение калькуляторов дает важные возможности для повышения точности получения желаемых траекторий.

В этом контексте, настоящая работа кратко представляет возможности улучшения методов и системы привода роботов. Одновременно представляется новая система управления и численной регулировки электрических приводов для выполнения позиционирования.

УДК 621.3: 681.3

**МИКРОПРОЦЕССОРЫ
ИСПЫТАНИЕ
АВТОМАТИЗАЦИЯ**

Попа, Д.: Оборудование автоматизации с встроеными испытательными программами.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, сентябрь 1987 г., стр. 114

Работа представляет применение функциональных интегрированных тестов для оборудования автоматизации на основе микропроцессора.

Описывается структура испытаний оборудования измерения и наблюдения температур.

Обсуждаются преимущества использования этого вида испытаний и его прикосновенности и архитектуре hardware и software оборудования.

INHALT

DK 621.317.3 : 535.331

ELEKTRONEN
SUPERNETZ
DEFEKTE
ÜBERTRAGUNGSSPEKTREN

Greccu, V. u.a.: Veränderungen im Spektrum der übertragenen Elektronen, die infolge der Unordnung einer finiten Schrankenreihe auftreten.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 3, September 1987, S. 87

Die Arbeit enthält ein theoretisches Studium der Spektren der Elektronen, die durch eine finite Kette von Potentialschranken (Supernetz) übertragen werden. Die Energie der inzidenten Elektronen wird zwischen Null und dem der Höhe der Schranken aus der Kette entsprechenden Wert abgelenkt.

Mittels eines Berechnungsprogramms wird der Einfluss der graduellen Unordnung des Netzes auf das Spektrum der übertragenen Elektronen studiert.

DK 531.75 : 535.32 : 535.232

DICHTE
BRECHUNGSINDEX
DIFFERENTIELLES SPEKTRUM DER ABSORPTION
IN INFRAROT

Pavelescu, C. u.a.: Ein Studium der Eigenschaften der mit Phosphor dotierten dünnen SiO_2 -Filme, die in der chemischen Dampfphase bei niedriger Temperatur abgeschieden wurden.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 3, September 1987, S. 91

Die Arbeit beschreibt eine Korrelation zwischen den Struktureigenschaften (Dichte, Brechungsindex und Index der differentiellen Absorption in Infrarot) und den chemischen Verbindungen vom Typ $\text{P}=\text{O}$ und $\text{P}-\text{O}-\text{Si}$, die in den mit Phosphor dotierten Siliziumdioxidfilmen, die aus der chemischen Dampfphase bei niedriger Temperatur abgeschieden wurden, detektiert wurden.

DK 621 : 385

PHOSPHORDIFFUSION
ANALITISCHES MODELL
PROFILSIMULIERUNG

Găiceanu, F.: Analytisches Modell für die Simulation der oberflächlichen Diffusion des Phosphors im Silizium.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 3, September 1987, S. 92

Aufgrund eines Modells der Diffusion der Phosphoratome im Silizium, wird ein Satz expliziter analytischer Beziehungen hergeleitet, der den, für die Phosphorkonzentration spezifischen, räumlich-zeitlichen Verlauf zu beschreiben vermag.

Die Ergebnisse des analytischen Modells erlauben die Simulation des Diffusionsprofils des Phosphors im Silizium und den Vergleich mit den experimentellen Daten.

DK 538.551

HYBRIDE INTEGRIERTE SCHALTkreISE
FLIP-CHIP-TECHNOLOGIE

Georgescu, M. u.a.: Studium über die Optimierung der Flip-Chip-Technologie.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 3, September 1987, S. 96

Die Arbeit stellt die für die Bestimmung der optimalen Bedingungen der Realisierung der Bauelemente in Flip-Chip-Technologie durchgeführten Versuche dar.

Es wurden einige Optimierungselemente des Entwurfs und der Realisierung dieser elektronischen Bauelemente bestimmt.

DK 666.76 : 621.357

ABSCHIEDUNGEN IM VAKUUM
FEUERFESTE STOFFE
TSI-TECHNOLOGIE

Vasile, S. u.a.: Die experimentellen Ergebnisse über die dünnen Mo- und Mo_xSi_y -Filme für Anwendungen in LSI-Schaltkreise.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 3, September 1987, S. 98

Es werden die experimentellen Ergebnisse über die dünnen Molybdän- und Molybdänsilizidfilme für deren Einsatz in der Technologie der integrierten Schaltkreise mit hohem Verpackungsgrad (LSI) beschrieben.

DK 621.315.6

AUTOMATISCHES PRÜFSYSTEM
MONOLITHISCHER STABILISATOR

Tudosă, R. u.a.: Automatisches System zur Prüfung des monolithischen Stabilisators ROB 305 (II) Programmierung und Einsatz.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 3, September 1987, S. 101

Die vorliegende Arbeit stellt die Probleme der Programmierung und des Einsatzes des Systems zur automatischen Prüfung des monolithischen Stabilisators ROB 305, der um das System SID 80 realisiert wurde, dar. Das Prüf-Interface dieses Prüfsystems wurde im ersten Teil dieser Arbeit beschrieben.

DK 621.316.3 : 538.5

C.A.D.
LAYOUT
D.R.C.

Coșofană, C. u.a.: Program für logische Operationen mit den Masken der integrierten Schaltkreise.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 3, September 1987, S. 105

Die Arbeit beschreibt ein Programm für logische Operationen mit geometrischen Gebilden. Das Programm wurde für Minirechner aus der Familie Coral 40 XX angewendet und kann in der Prüfung der technologischen und Entwurfsregeln und in der Extraktion des elektrischen Schemas eingesetzt werden.

DK 535.538 : 61

PHOTODIODE
BEGRENZUNG DER SPEKTRALEN ANTWORT
EFFEKTE DER HOHEN DOTIERUNG

Purica, M. u.a.: Die Mechanismen der Begrenzung bei kurzen Wellenlängen der spektralen Antwort der auf Silizium realisierten Photodetektoren.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 3, September 1987, S. 108

In der Arbeit wird die Begrenzung der spektralen Antwort im ultravioletten (UV) Bereich der Photodioden, die experimentell festgelegt wurde, erklärt. Es wird die Antwort der Photodioden bei $\lambda < 0,4 \mu\text{m}$ aufgrund eines vorgeschlagenen Modells, das die Effekte der hohen Dotierung im diffundierten Bereich, in dem die Erzeugung von freien Trägern infolge der Absorption der UV-Strahlung stattfindet, in Betracht zieht, berechnet.

DK 007.52 : 621.315 : 621.8

INDUSTRIEROBOTER
STEUERSYSTEME
ELEKTRISCHE ANTRIEBE

Balaure, E.: Roboter mit Positionierungssysteme hoher Genauigkeit.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 3, September 1987, S. 110

Die Antriebssysteme der Roboter werden in einer vielfältigen Reihe von konstruktiven Typen und nach verschiedenen Technologien realisiert. Sie können elektrisch, hydraulisch

oder pneumatisch sein und verwenden eine weite Reihe von Dreh- oder linearen Motoren.

Abhängig von der konstruktiven Realisierung, von den Möglichkeiten der Schwingungsdämpfung, von den Reibungskräften die während der Funktion eintreten, vom Winkel des Drehmoments, von den Verstärkungen in den sekundären Schleifen, von den Möglichkeiten der Funktionsoptimierung usw., werden die gewünschten Effekte in Bezug auf die Positionierungsgenauigkeit erzielt. Der Einsatz der Rechner bietet bedeutende Möglichkeiten für die Erhöhung der Genauigkeit mit der die gewünschten Bahnen erhalten werden. In diesem Kontext beschreibt die vorliegende Arbeit bündig einige Möglichkeiten der Verbesserung der Antriebsmethoden und - Systeme der Roboter. Gleichzeitig wird ein neues System zur numerischen Steuerung und Regelung der für die Realisierung der Positionierungen eingesetzten elektrischen Antriebe dargestellt.

DK 621.3 : 681.3

MIKROPROZESSOREN

PRÜFUNG

AUTOMATISIERUNG

Popa, D. : Automatisierungsausrüstungen mit eingebauten Prüfprogrammen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, Nr. 3, September 1987, S. 114

Der Artikel stellt den Einsatz von integrierten funktionellen Prüfungen für auf Mikroprozessor basierende Automatisierungsausrüstungen dar.

Es wird die Struktur von Prüfungen für eine Ausrüstung zur Messung und Überwachung der Temperaturen beschrieben.

Es werden die Vorteile der Verwendung dieser Prüfweise und deren Folgen in der Hardware- und Software-Architektur der Ausrüstungen diskutiert.

CONTENTS

DC 621.317.3 : 535.331

ELECTRONS

SUPERLATTICE

DEFECTS

TRANSMISSION SPECTRA

Greca, V. and al. : Changes in the transmitted electron spectrum caused by the disorder in a finite barrier chain.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, September 1987, p. 87

The paper contains a theoretic study of transmitted electron spectra through a finite chain of potential barriers (superlattice). The incident electron power is scanned between zero and the value corresponding to the height of the barriers in the chain.

By means of a computing program the progressive disorder influence of the lattice on the transmitted electron spectrum is studied.

DC 531.75 : 535.32 : 535.232

DENSITY

REFRACTION INDEX

INFRARED ABSORPTION DIFFERENTIAL SPECTRUM

Pavelescu, C. and al. : A study of SiO_2 thin film properties doped with phosphorus deposited in the vapour chemical step at low temperature.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, September 1987, p. 91

The paper presents a correlation between the structure properties (density, refraction index, infrared differential absorption) and P=O and P—O—Si type of chemical bonds detected in SiO_2 films doped with phosphorus deposited in the vapour chemical step at low temperature.

DC 621 : 385

PHOSPHORUS DIFFUSION

ANALYTICAL MODEL

PROFILE SIMULATION

Găsearu, F. : Analytical model simulating the shallow phosphorus diffusion in silicon.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, September 1987, p. 92

On the basis of a model of the phosphorus diffusion in silicon a system of explicit analytical relations, able to describe the spatiotemporal evolution specific to the phosphorus concentration is deduced. The results of the analytical model allow the simulation of the phosphorus diffusion profile in silicon and the comparison with experimental data.

DC 538.551

HYBRID INTEGRATED CIRCUITS

FLIP-CHIP TECHNOLOGY

Georgescu, M. and al. : Investigations to optimize the flip-chip technology.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, September 1987, p. 96

The paper presents the efforts made to determine the optimum conditions of producing components in the flip-chip technology. Some elements of optimizing the design and achievement of these components have been determined.

DC 666.76 : 621.357

VACUUM DEPOSITIONS

REFRATORY MATERIALS

LSI TECHNOLOGY

Vasile, S. and al. : Experimental results on molybdenum and Mo_xSi_y thin films for LSI circuit applications.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, September 1987, p. 98

There are presented the experimental results on molybdenum and its silicides thin films for their application in the LSI integrated circuit technology.

DC 621.315.6

AUTOMATIC TESTING SYSTEM

MONOLITHIC REGULATOR

Tudosă, R. and al. : Automatic testing system of the monolithic regulator ROB 305 (II) Programming and utilization.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, September 1987, p. 101

The present paper presents the problems of programming and utilization of the automatic testing system for the monolithic regulator ROB 305, achieved around the SID 80 system.

The test interface of this testing system has been described in the first part of this paper.

DC 621.316.3 : 538.5

C.A.D.

LAYOUT

D.R.C.

Coșofană, C. and al. : Program for logic operations with integrated circuit masks.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, September 1987, p. 105

The paper presents a program for logic operations with geometric entities. The program was implemented for Coral 40 XX family minicomputers and can be used to test the technological and design rules and to extract the circuit diagram.

DC 535 : 538.61

PHOTODIODE

SPECTRAL RESPONSE LIMITATION

HIGH DOPING EFFECTS

Parica, M. and al. : Mechanisms of limiting short wavelengths of the spectral response of silicon photodetectors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, September 1987, p. 108

In the paper, the limitation of the spectral response in the silicon photodiode ultraviolet range (UV) experimentally ascertained, is explained. It is computed the photodiode responsivity for $\lambda < 0.4 \mu\text{m}$ considering a proposed model which takes into account the high doping effects in the diffused region where the carriers are generated because of the UV ultraviolet absorption.

DC 007.52 : 621.315 : 621-8

INDUSTRIAL ROBOTS
CONTROL SYSTEMS
ELECTRIC DRIVINGS

Balaure, E.: High precision positioning robots.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, September 1987, p. 110

The robot driving systems are produced in a large range of constructive type and according to different technologies. They are electric, hydraulic and pneumatic ones and make use of various rotative and linear motors.

Taking into account the constructive achievement, the possibilities of damping down vibrations, the friction forces occurring during operation, the couple slope, the secondary bop gains, the possibilities of optimizing the operation etc., the desired effects concerning the precision of positioning are this obtained. The use of computers offers important possibilities to increase the precision of obtaining the desired trajectories.

In this context, the present paper briefly presents some possibilities of improving driving methods and systems of robots. At the same time, a new numerical control system of electric drivings used to achieve positionings is also presented.

DC 621.3 : 681.3

MICROPROCESSORS
TESTING
AUTOMATION

Popa, D.: Automation equipments with in-built test programs.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, September 1987, p. 114

The article presents the use of functional integrated tests for automation equipments based on microprocessor. The test structure for a temperature measuring and control equipment is described. The advantages of using such a way of testing and its implications on the hardware and software architecture of equipments are discussed.

SOMMAIRE

CD 621.317.3 : 535.331

ELECTRONS
SUPERRESEAU
DEFAUTS
SPECTRE DE TRANSMISSION

Greco, V. e.a.: Modifications dans le spectre des électrons transmis dues du désordre — d'une chaîne finie de barrières.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, septembre 1987, p. 87

L'ouvrage contient un étude théorique des spectres des électrons transmis par une chaîne finie des barrières de potentiel (super réseau).

L'énergie d'électrons incidentes varie entre zéro et la valeur qui correspond à l'hauteur des barrières de la chaîne.

Par l'intermédiaire d'un programme de calcul on étudie l'influence du désordre graduel du réseau sur le spectre des électrons transmis.

CD 531.75 : 535.32 : 535.232

DENSITÉ
INDICE DE REFRACTION
SPECTRE DIFERETIEL D'ABSORPTION EN
INFRAROUGE

Pavelescu, C. e.a.: Un étude des propriétés des couches minces de SiO₂ dopées avec phosphore déposées des la phase chimique en vapeurs à température basse.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, septembre 1987, p. 91

L'ouvrage présente une corrélation entre les propriétés de structure (densité, indice de réfraction et absorption diffé-

rentielle en infrarouge) et les liaisons chimiques de type P=O et P—O—Si détectées dans les couches de bioxyde de silicium dopées avec phosphore à température basse.

CD 621 : 385

DIFFUSION PHOSPHORE
MODELE ANALYTIQUE
SIMULATION PROFIL

Găiseanu, F.: Modèle analytique pour la simulation de la diffusion superficielle du phosphore en silicium.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, septembre 1987, p. 92

A la base d'un modèle de la diffusion des atomes de phosphore en silicium, est déduit un couple de relations analytiques explicites (clairs) capable à décrire l'évolution spatio-temporelle spécifique de la concentration du phosphore.

Les résultats du profil de diffusion du phosphore en silicium permettent la comparaison avec les résultats expérimentaux.

CD 538.551

CIRCUITS INTEGRES HYBRIDES
TECHNOLOGIE FLIP-CHIP

Georgescu, M. e.a.: Etude d'optimisation de la technologie flip-chip.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, septembre 1987, p. 96

L'ouvrage présente les essais effectuée pour la détermination des conditions optimales de réalisation des composants en technologie fli-pchip on a déterminé quelques éléments d'optimisation de la projection et de la réalisation de ces composants électroniques.

CD 666.76 : 621.357

DEPÔTS EN VIDE
MATERIAUX REFRACTAIRE
TECHNOLOGIE LSI

Vasile, S. e.a.: Les résultats expérimentaux concernant les couches minces de Mo et Mo_xSi_y pour l'utilisation en circuits LSI.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, septembre 1987, p. 98

L'ouvrage présente les résultats expérimentaux concernant les couches minces de molybdène et siliciure de molybdène pour leur utilisation en technologie des circuits intégrés avec un haut degré d'emboîtement.

CD 621 : 315.6

SYSTÈME AUTOMATIQUE D'ESSAI
STABILISATEUR MONOLITHIQUE

Tudosă, R. e.a.: Système automatique d'essai du stabilisateur monolithique ROB 305: (II) programmation et utilisation.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, septembre 1987, p. 101

L'ouvrage présente les problèmes de programmation et l'utilisation du système d'essai automatique du stabilisateur monolithique ROB 305, réalise autour du système SID 80. L'interface du test de ce système d'essai a été décrite dans la première partie de cet ouvrage.

CD 621.316.3 : 538.5

C.A.D.
LAYOUT
D.R.C.

Coșofană, C. e.a.: Programme pour les opérations logiques au masques des circuits intégrés.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, septembre 1987, p. 105

L'ouvrage présente un programme pour les opérations logiques aux entités géométriques. Ce programme a été introduit pour minicalculateurs de la famille Coral 40 XX et peut être utilisé pour la vérification des règles technologiques et de projection et dans l'extraction du schéma électrique.

CD 535 : 538.61

PHOTODIODE
LIMITATION DU REPONSE SPECTRAL
EFFETS DE GRAND DOPAGE

Purica, M. e.a. : Les mécanismes de limitations aux longueurs d'onde courtes de la réponse spectrale des photodétecteurs réalisés sur le silicium.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, septembre 1987, p. 108

Dans l'ouvrage est expliquée la limitation de la réponse spectrale dans le domaine ultraviolet (UV) des photodiodes sur le silicium constaté expérimentalement. On calcule la capacité de réponse des photodiodes $\lambda < 0,4 \mu\text{m}$ ayant à la base un modèle proposé qui prend en considération les effets de grand dopage dans la région diffusée où a lieu la génération des porteurs libres due à l'absorption de la radiation UV.

CD 007.52 : 621.315 : 621.8

ROBOTS INDUSTRIAUX
SYSTÈMES DE COMMANDE
COMMANDE ÉLECTRIQUES

Balaure, E. : Robots aux systèmes de positionnement de grande précision.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, septembre 1987, p. 110

Les systèmes de commande des robots se réalisent dans une gamme variée des types constructives et divers technologies. Elles peuvent être électriques, hydraulique ou pneumatiques, et utilisent une large gamme de moteurs rotatives ou linéaires.

Dépendant de la réalisation, constructive, des possibilités amortissement des oscillations, des forces de frottement

qui interviennent pendant le fonctionnement, de la pente du couple, des amplifications dans les circuits secondaires, des possibilités d'optimisation de fonctionnement etc., on obtient les effets désirés en ce qui concerne la précision de positionnement.

L'utilisation des calculateurs offre des possibilités importantes pour l'augmentation de la précision d'obtenir les trajectoires désirés.

Dans ce contexte, l'ouvrage présente brièvement quelques possibilités d'amélioration des méthodes et systèmes d'action des robots. On présente en même temps un nouveau système de commande et de réglage numérique des commandes électriques utilisées pour la réalisation des positionnements.

CD 621.3 : 681.3

MICROPROCESSEURS
ESSAI
AUTOMATISATION

Popa, D. : Les équipements d'automatisation aux programmes de test incorporés.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 3, septembre 1987, p. 114

L'article présente l'utilisation des tests fonctionnels intégrés pour équipements d'automatisation basés sur le microprocesseur.

On y décrit la structure des tests pour un équipement de mesure et surveillance des températures.

On y présente aussi les avantages de l'utilisation de ces modes de tests et ses implications sur l'architecture hardware et software des équipements.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Automatica și electronica nr. 3

CZ 621.317.3 :535.331

ELECTRONI
SUPERRETEA
DEFECTE
SPECTRE DE TRANSMISIE

Modificări în spectrul electronilor transmiși datorate dezordonării unui lanț-finit de bariere

VOICU V. GRECU și MIRCEA BERCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Studiul sistemelor fizice unidimensionale dezordonate constituie o direcție de cercetare teoretică de mai bine de douăzeci de ani [1].

Interesul pentru dezvoltarea domeniului este din punct de vedere teoretic datorat posibilității unei tratări exacte a sistemelor unidimensionale. Totodată aceasta constituie o aplicație utilă în verificarea metodelor aproximative elaborate pentru sisteme „fizice” reale (tridimensionale).

După 1970 cercetarea din acest domeniu a căpătat o puternică componentă aplicativă ca urmare a dezvoltării tehnologiilor semiconductorilor (superrețele-dispozitive multistrat cu efect laser pe bază de GaAs [2]).

În tentativa de realizare a unor componente de foarte înaltă frecvență (la propunerea lui Esaki [3]) s-au realizat structuri din GaAs/GaAlAs formate din strate de tip n și p alternate, cu grosimi de ordinul zecilor de angstromi.

Pe direcția normală se formează astfel o succesiune unidimensională de pereți de potențial (superrețea).

Dezordonarea lanțului de bariere survine ca urmare a fluctuațiilor legate de valoarea grosimii stratelor de tip n sau p . Influența acestei dezordonări asupra transferului sarcinii electrice prin superrețea constituie una din aplicațiile lucrării noastre.

Tehnicile noi de litografie [4] au permis realizarea unor trase metalice hipersubțiri. Datorită valorii extrem de mici a secțiunii firului ($2,5 \cdot 10^{-11} \text{ cm}^2$) față de lungimea sa, procesele de transport capătă un caracter cuazi-unidimensional.

Studii experimentale în trase metalice ultrasubțiri asigură o observare directă a influenței stărilor locale induse de dezordonarea structurii materialului asupra conducției electrice [5].

Mott, Twose [6] cit și Landauer [7] au argumentat că orice dezordonare structurală este suficientă pentru a localiza un electron într-o rețea unidimensională.

Astfel, efectul gradual al dezordonării în structura unui fir metalic ultrasubțire determină o localizare mai accentuată a electronilor observabilă prin creșterea rezistenței sale electrice odată cu micșorarea temperaturii sub un anumit prag [8].

Observarea efectelor datorate localizării este dificilă datorită împrăștiilor inelastice ce apar în mișcarea termică.

Electronii tranzitează de pe o stare pe alta mascind în acest mod efectele datorate localizării stărilor energetice.

Menționăm că starea locală a unui purtător relativă la un centru este dată de o funcție de undă cu proprietatea că aceasta descrește rapid cu distanța față de defect.

Considerând o distribuție aleatoare de bariere unidimensionale de tip Dirac, Landauer a demonstrat că expresia rezistenței electrice este: $\zeta = (\pi h/e^2)/R|T|^2$ unde R și T reprezintă amplitudinea undei reflectate respectiv transmise asociată electronului în lanțul de bariere.

Lucrarea prezintă un studiu teoretic al influenței dezordonării unei rețele unidimensionale de potențial asupra spectrului electronilor transmiși. Electronii sînt considerați ca unde plane incidente ce sînt împrăștiate de o rețea finită de bariere dreptunghiulare.

Prin experiențele numerice efectuate cu ajutorul unui program de calcul se pot studia

* Universitatea București, Facultatea de fizică—București.

atît proprietățile în transmisie, pentru orice lanț finit de bariere cît și modificările ce apar în spectrul energiilor de rezonanță ale electronilor ce tunează rețeaua ca urmare a unei dezordonări impuse.

Totodată, metoda de calcul admite și o serie de aplicații directe: conducția electrică în superrețele, transmisia luminii prin medii în care indicele de refracție este o variabilă aleatoare, injecția electronilor în materiale dezordonate.

O prezentare generală a contribuțiilor la tratarea conducției unidimensionale în structuri dezordonate este conținută în referința [9].

Calculul transparenței unui lanț finit de bariere unidimensionale de potențial

Transmisia unei rețele unidimensionale de bariere dreptunghiulare se calculează pornind de la soluțiile ecuației Schrodinger [1], corespunzătoare celor trei regiuni relativ la o singură treaptă de potențial (fig. 1). Astfel, pentru ecuația Schrodinger:

$$d^2\psi/dx^2 + \frac{2m}{\hbar^2} [E - V(x)]\psi = 0 \quad (1)$$

soluțiile în zonele I, II și III sînt:

$$\begin{aligned} \psi_I &= T_{j-1} e^{ik_{j-1}(x-x_j)} + R_{j-1} e^{-ik_{j-1}(x-x_j)} \\ \psi_{II} &= S_j e^{ik_j^*[x-(x_j-g_j)]} + Q_j e^{-ik_j^*[x-(x_j+g_j)]} \\ \psi_{III} &= T_j e^{ik_j[x-(x_j+g_j+d_j)]} + R_j e^{-ik_j[x-(x_j+g_j+d_j)]} \end{aligned} \quad (2)$$

Coefficienții s-au notat cu indicele corespunzător numărului de ordine al barierei din lanț, iar x_j reprezintă poziția barierei „j” avînd grosimea g_j . Distanța dintre bariera „j” și „j+1” este notată cu d_j .

Determinarea coeficienților prezenți în soluțiile din [2] se face impunînd condițiile de continuitate la frontierele dintre regiuni pentru ψ și $d\psi/dx$.

Forma matriceală cea mai avantajoasă pentru reprezentarea sistemului obținut din [2] prin impunerea condițiilor de continuitate la cele trei frontiere (fig. 1) este:

$$\begin{pmatrix} T_j \\ R_j \end{pmatrix} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} e^{ik_j d_j} & e^{ik_j g_j} \\ e^{-ik_j d_j} & e^{-ik_j g_j} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} ik_j g_j & e^{-ik_j g_j} \\ -ik_j/k_j^* e^{ik_j^* g_j} & -ik_j/k_j^* e^{-ik_j^* g_j} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 + ik_j/k_j^* & 1 - ik_j/k_j^* \\ 1 - ik_j/k_j^* & 1 + ik_j/k_j^* \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} T_{j-1} \\ R_{j-1} \end{pmatrix}, \quad (3)$$

unde $K_j = 1/\hbar \sqrt{2m(V_j - w)}$; $K_j = 1/\hbar \sqrt{2mw}$, m — masa electronului, $\hbar$ — constanta Plank, w — energie.

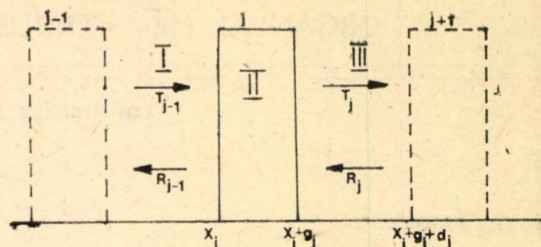


Fig. 1. Parametrii geometrice ai barierei „j” din superrețea.

S-a considerat că energia particulei se conservă în procesul de tunelare.

Din [3] se constată că transparența și reflexia pe bariera „j” din lanț se calculează în funcție de valorile corespunzătoare barierei cu numărul de ordine $j-1$.

Parcurend în sens invers rețeaua de bariere și exprimînd valorile locale ale coeficienților în funcție de T_0 și R_0 se obține:

$$\begin{pmatrix} T_n \\ R_n \end{pmatrix} = \prod_{k=0}^{n-1} \hat{A}_{n-k} \begin{pmatrix} T_0 \\ R_0 \end{pmatrix} = \hat{M} \begin{pmatrix} T_0 \\ R_0 \end{pmatrix}$$

Valoarea lui T_n^2 reprezintă transmisia unui lanț de n bariere și este dată de expresia:

$$T_n = M_{11} - \frac{M_{21} M_{12}}{M_{22}}$$

Programul scris în limbajul Fortran IV efectuează calculul spectrelor electronice ce se obțin prin transmisia unei particule incidente a cărei energie este variată între zero și valoarea corespunzătoare înălțimii barierei din lanț.

Prin intermediul unui subprogram de generare aleatoare de numere, în conformitate cu o distribuție Gauss, lanțul de bariere poate fi dezordonat gradual.

Introducînd distanța dintre bariere ca o variabilă aleatoare caracterizată doar prin valoare medie și dispersie se poate controla gradul de dezordine al rețelei.

Rezultate

Studiul influenței dezordonării lanțului de bariere asupra modificării spectrului electronilor transmiși a fost făcut pornind de la o rețea liniară de 30 bariere avînd grosimea de 4 Å și distanța dintre ele de 60 Å. În cazul rețelelor ordonate pentru anumite energii ale particulei incidente, denumite rezonanțe, valoarea lui T este 1. Distribuția acestora apare în grupuri compacte (minibenzi) ca în figura 4 a și reprezintă stările cuazistaționare din superrețea.

În spectru se observă și zone în care transmisia este aproximativ egală cu 0.

Rezonanțele care apar în bariera dublă se sparg o dată cu adăugarea celorlalte după regula $n = N - 1$ unde n este numărul de

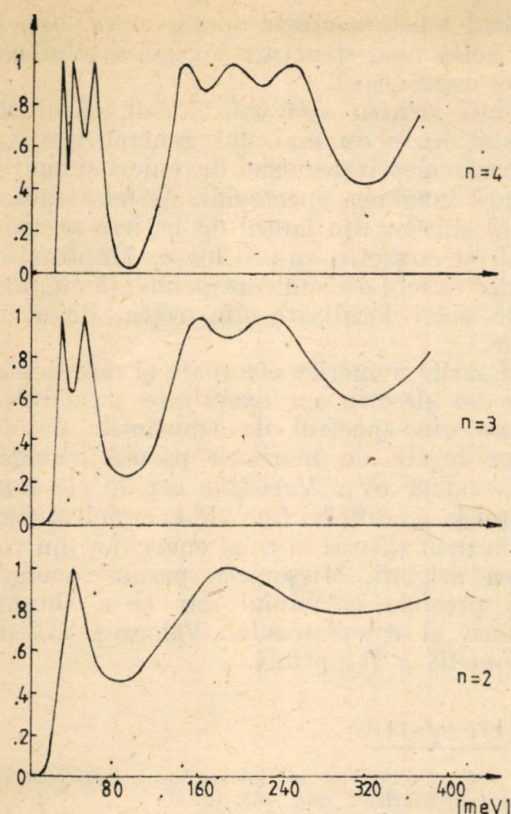


Fig. 2. Spectru de transmisie al electronilor (m/m_0) = 0,123 pentru o superrețea formată din: a) două bariere, b) trei bariere, c) patru bariere de potențial.

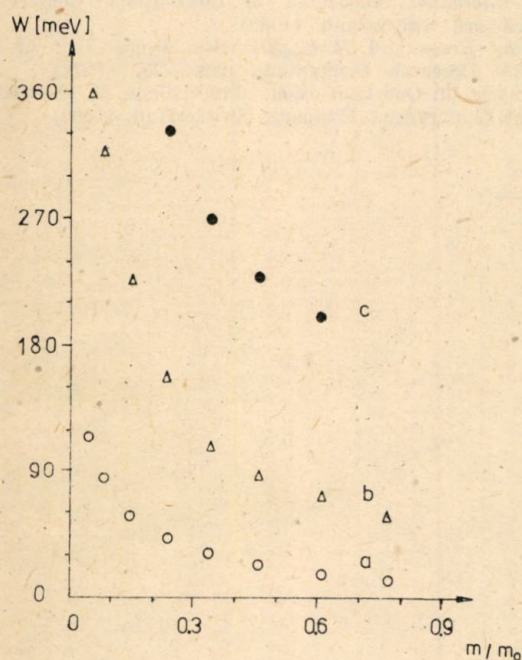


Fig. 3. Redistribuirea nivelelor cuazistaționare într-o structură formată din doi pereți de potențial de 0,5eV, datorată modificării masei efective a electronului.

nivele cuazistaționare, iar N numărul bariere-
lor din lanț.

Astfel în figura 2 este prezentat spectrul de
transmisie pentru o superrețea formată din
2, 3, și 4 bariere. Fiecare nivel cuazistaționar
din cazul $N = 2$ se multiplică de două și de
trei ori pentru $n = 3$ și respectiv $n = 4$.

În figura 4 sînt date rezultatele corespunză-
toare unei superrețele formate din 30 de bariere.
Săgețile indică cuazinivele corespunzătoare
cazului $n = 2$ și care au dus prin multiplicare
la benzile respective.

Astfel numărul și poziția benzilor în care se
grupează rezonanțele pentru lanțuri ordonate
pot fi estimate prin calculul spectrului de trans-

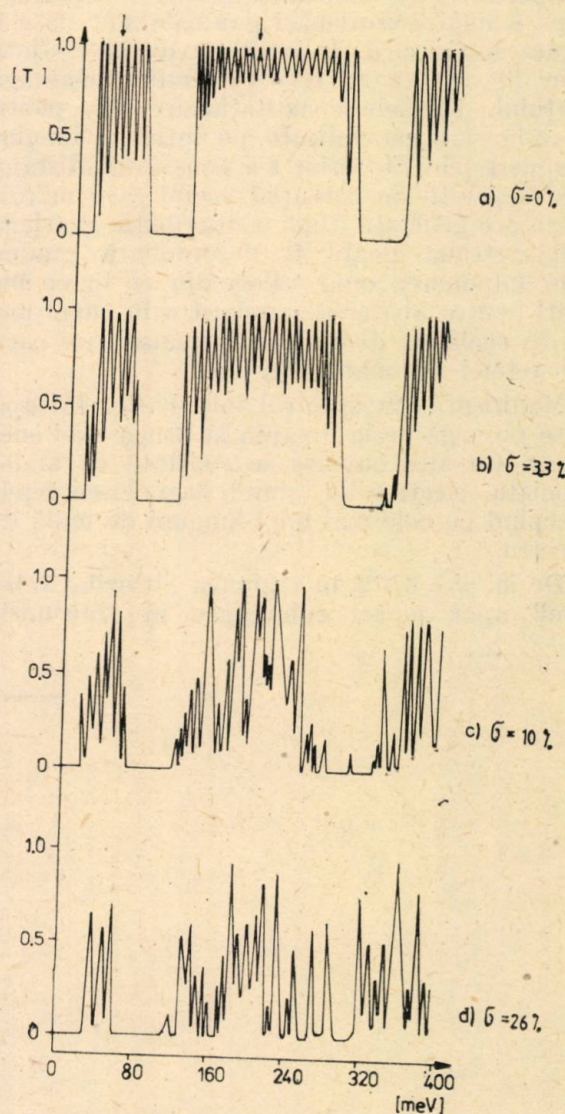


Fig. 4. Modificări în spectrul electronilor transmiși printr-un lanț de treizeci de bariere de potențial, datorate dezordonării graduale a acestuia. Valoarea dispersiei distanței dintre pereții de potențial vecini față de valoarea medie este: a) 0; b) 3,3%; c) 10%; d) 26%.

misie al barierei duble. Este necesar însă ca distanța dintre pereții de potențial și valoarea înălțimii acestora să fie similară cu cele corespunzătoare lanțului ordonat de bariere.

Unul din parametrii importanți în calculul spectrului electronilor transmiși este masa efectivă. În figura 3 sînt prezentate rezultatele calculelor efectuate pentru bariera dublă în cazul în care masa efectivă este variabilă. Graficul reprezintă modificarea poziției nivelelor cuazistationare din bariera dublă dată de variația raportului m/m_0 pentru electron în cazul în care înălțimea celor două bariere este de 0,5 eV, grosimea de 20 Å, iar distanța dintre ele de 50 Å. Totodată cele trei curbe reprezintă în același timp și o informație preliminară despre redistribuția benzilor într-o rețea de M bariere cu modificarea masei efective a electronilor.

Spectrele de transmisie printr-o superrețea supusă unei dezordonări graduale sînt date în figura 4a, b, c, d. În cazul 4a distanța dintre cele 30 de bariere este constantă de-a lungul lanțului. Nivelele cuazistationare W_i pentru $T = 1$ sînt generalizate pe întreaga lungime a superrețelei. Ulterior s-a considerat distanța dintre pereții de potențial vecini ca o mărime aleatoare generată după o distribuție gaussiană. Superrețeaua poate fi dezordonată gradual prin impunerea unor valori din ce în ce mai mari pentru abaterea standard σ în cazul unei medii egală cu distanța corespunzătoare cazului rețelei ordonate (fig. 4a).

Modificările în spectrul inițial (fig. 4a) apar și se propagă de la dreapta la stînga axei energilor. Cu alte cuvinte se constată că undele asociate electronilor simt degradarea rețelei începînd cu cele mai mici lungimi de undă din spectru.

De la $\sigma = 3,3\%$ în regiunea „benzilor interzise” apar picuri subunitare în transmisie.

Numărul acestora crește odată cu valoarea lui σ . În acest mod structura inițială a minibenzilor se degradează.

Specific pentru $\sigma \neq 0$ este faptul că nivelele cuazistationare nu mai sînt generalizate valorile maximelor transmisiei devenind subunitare pe toată lungimea spectrului. Astfel caracterul local al stărilor din lanțul de bariere se accentuează cu creșterea valorii lui σ . Amplitudinea picurilor este în directă corespondență cu numărul de stări localizate din rețea, de aceeași energie.

Estimările numerice efectuate și reprezentate grafic nu descriu cu exactitate numărul de maxime din spectrul de transmisie datorită erorilor legate de mărimea pasului energetic ($\Delta W = 0,003$ eV). Variațiile rapide ale transparenței la modificări fine ale energiei se manifestă în mod special în zona energiilor din vecinătatea originii. Micșorarea pasului energetic crește precizia calculului dar și a timpului de lucru al calculatorului. Valoarea utilizată s-a dovedit a fi optimă.

Bibliografie

- [1] M. Goda. Proceeding of International Conference-Fribourg Switzerland. pag. 265, (1980).
- [2] A. Y. Cho, J. Appl. Phys., 41, 2780, (1970).
- [3] L. Esaki, R. Tsu. IBM J. Res. and Development, 14, 61, (1970).
- [4] D. E. Prober, M. D. Feuer and Giordano N., Appl. Phys. Lett. 37, 94, (1980).
- [5] N. Giordano, W. Gilson and D. E. Prober, Phys. Rev. Lett. 43, 725, (1979).
- [6] N. F. Mott and W. D. Twose, Adv. Phys. 10, 107, (1961).
- [7] R. Landauer, Phil. Mag. 21, 863, (1970).
- [8] N. Giordano. Proceeding of International Conference. Fribourg Switzerland, (1980).
- [9] Paul Erdos and R. C. Herndon, Proceedings of the IBM Research Symposium, pag. 275, (1972).
- [10] Physics in One Dimension. Proceedings of International Conference., Fribourg, Switzerland, (1980).

DENSITATE
INDICE DE REFRACTIE
SPECTRU DIFERENȚIAL DE ABSORBȚIE ÎN INFRAROȘU

Un studiu al proprietăților filmelor subțiri de SiO_2 dopate cu fosfor depuse din faza chimică de vapori la temperatură joasă

CRISTIAN PAVELESCU, CORNEL COBIANU*, NICOLAE VLAHOVICI, CONSTANTIN GHIȚĂ** — BUCUREȘTI

Introducere

Viteza de depunere a filmelor subțiri de bioxid de siliciu depuse din faza chimică de vapori la temperatură joasă, dopate cu fosfor, (LTCVD—PSG) obținute la presiune atmosferică prezintă o dependență de tipul de creștere — minim — creștere [1] în funcție de raportul molar $R = \text{PH}_3/(\text{PH}_3 + \text{SiH}_4)$.

Scopul lucrării este de a studia variația densității indicelui de refracție și spectrului diferențial de transmisie în infraroșu (DIR) pentru filmele de SiO_2 dopate cu fosfor obținute prin tehnica LTCVD, în funcție de mărimea R în jurul minimului vitezei de depunere.

1. Baza experimentală

Filmele (LTCDV—PSG) de SiO_2 dopate cu fosfor de o grosime de 1 μm au fost depuse pe un reactor de presiune atmosferică [2], prin reacția de suprafață dintre silan (SiH_4) și oxigen [3]. Debitul total de azot utilizat ca gaz purtător a fost de 70 l/min. Raportul molar O_2/SiH_4 a fost păstrat constant la valoarea de 22,5 (debitul de silan a fost fixat la valoarea 90 cm^3 (min) în timp ce debitul de fosfină (PH_3) a fost variat în domeniul (0–30) cm^3/min .

Grosimea filmului a fost determinată cu profilometrul, iar indicele de refracție cu elipsometrul.

Densitatea filmelor a fost determinată prin metoda cântăririi (cu microbalanța) [4, 5].

Pentru a obține o comparație directă a caracteristicilor de absorbție în infraroșu a filmelor de SiO_2 dopate cu fosfor (LTCVD—PSG) și respectiv SiO_2 nedopate s-au folosit spectrele diferențiale de absorbție în infraroșu (DIR) [6].

2. Rezultate și discuții

Viteza de depunere a filmelor de SiO_2 dopate cu fosfor (LTCVD—PSG) în funcție de mări-

mea R prezintă o dependență de tipul descrescere-minim-creștere (fig. 1(a)) în concordanță cu lucrarea [1]. În raport cu aceeași abscisă, densitatea și indicele de refracție ale filmului LTCVD—PSG prezintă dependențe cu maxim.

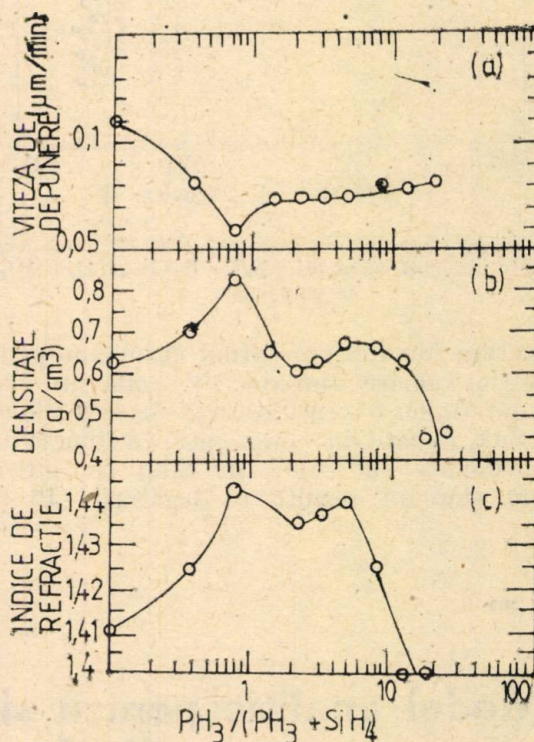


Fig. 1. Viteza de depunere (a), densitatea (b) și indicele de refracție (c) în funcție de raportul molar $R = \text{PH}_3/(\text{PH}_3 + \text{SiH}_4)$ ($T = 400^\circ\text{C}$), $\text{O}_2/\text{SiH}_4 = 22,5$, $\text{SiH}_4 = 90 \text{ cm}^3/\text{min}$.

Spectrele de transmisie de tip DIR ($\Delta T\%$) al filmelor de SiO_2 dopate cu fosfor cu R ca parametru, în care filmul de SiO_2 nedopat a fost considerat referință, prezintă un minim în funcție de numărul de undă în jurul valorii de 1100 cm^{-1} pentru $R = 1\%$. Acest minim a fost asociat legăturii chimice de tipul P—O—Si [6]. La valori mai mari ale lui R unde variația vitezei de depunere se saturează (fig. 1(a)), densitatea filmelor LTCVD—PSG descrește puternic (fig. 1(b)), spectrul de transmisie DIR în jurul valorii 1100 cm^{-1} crește puternic

* Microelectronica București.

** IFTM, Măgurele-București.

(fig. 2) în timp ce spectrul de transmisie DIR al benzii de la 1300 cm^{-1} asociat modului de vibrație $\text{P}=\text{O}$ prezintă un minim. Prin urmare, rezultă că numărul de legături $\text{P}-\text{O}-\text{Si}$

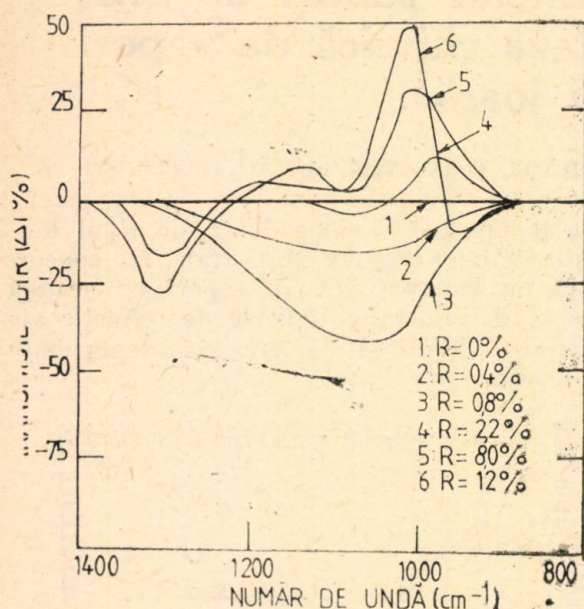


Fig. 2. Transmisia în infraroșu diferențială ($\Delta T\%$) în funcție de numărul de undă cu raportul molar $R = \text{PH}_3/(\text{PH}_3 + \text{SiH}_4)$ ca parametru.

în structura filmului prezentind un maxim pentru R de valoare aproximativ egală cu 1% poate determina o densitate mai mare a filmelor de SiO_2 dopate în comparație cu filmele de SiO_2 nedopate cu fosfor, în timp ce, într-o manieră similară rezultă că legăturile $\text{P}=\text{O}$

apărute la valori mai mari ale lui R ($R = 10\%$) pot fi corelate cu o densitate mai scăzută a filmelor în această regiune.

3. Concluzii

Proprietățile filmelor de LTCVD-PSG sint puternic influențate de debitul de PH_3 cînd mărimea $R = \text{PH}_3/(\text{PH}_3 + \text{SiH}_4)$ este variată în domeniul (0–10%).

Legăturile de tipul $\text{P}-\text{O}-\text{Si}$ relevate la 1100 cm^{-1} și legăturile de tipul $\text{P}=\text{O}$ relevate la 1300 cm^{-1} prin tehnica DIR sint găsite responsabile pentru variația structurii filmului la valorile mărimii R din jurul lui 1% și respectiv 10%.

Bibliografie

- [1] Shibata, M., Yoshimi, T., Sugawara, K., Deposition rate and phosphorus concentration of phosphosilicate glass films in relation to $\text{O}_2/\text{SiH}_4 + \text{PH}_3$ molar fraction. In: J. Electrochem. Soc., vol. 122, Nr. 1 1975, p. 155–158.
- [2] Kern, W., Chemical vapor deposition systems for glass passivation of integrated circuits. In: Solid State Technology, Nr. 12, 1975, p. 25–33.
- [3] Cobianu, C., Pavelescu, C., A theoretical study of the low-temperature chemical vapor deposition of SiO_2 films. In: J. Electrochemical Soc., vol. 130, Nr. 9, 1983, p. 1888–1893.
- [4] Cobianu, C., Pavelescu, C., Efficiency of the SiH_4 oxidation reaction in chemical vapour deposition of SiO_2 films at low temperature. In: Thin Solid Films, vol. 102, 1983 p. 361–366.
- [5] Pavelescu, C., Cobianu, C., Condriuc, L. and Segal, „Etch rate behaviour of SiO_2 films chemically vapour deposited from silane, oxygen and nitrogen gas mixtures at low temperatures. In: Thin Solid Films, vol. 114, 1984, p. 291–294.
- [6] Wong, J., „A review of infrared spectroscopic studies of vapour deposited dielectric glass film on silicon”. In: J. Electronic Mater., vol. 5, 1976, p. 113–160.

CZ 621.385

DIFUZIE FOSFOR
MODEL ANALITIC
SIMULARE PROFIL

Model analitic pentru simularea difuziei superficiale a fosforului în siliciu

FLORIN GĂISEANU* — BUCUREȘTI

Introducere

Spre deosebire de bor în siliciu, care pare a fi în întregime ionizat după difuzie din sursă infinită [1], atomii de fosfor în siliciu după difuziile superficiale (executate la temperaturi mai mici de aproximativ 1050°C [2]), comportă o manieră specifică [3,4]: (i) o cantitate importantă de atomi de fosfor lingă suprafața siliciului este electric inactivă; (ii) profilul de difuzie constă într-o regiune „plată”, urmată

de o regiune de tranziție și de difuzie intensificată (coada profilului). Pe baza principalelor rezultate obținute pînă acum [3], a fost elaborat un model fizic al difuziei fosforului în siliciu, capabil să furnizeze soluții analitice simulînd evoluția spațio-temporală a concentrației fosforului în timpul difuziei în diferite condiții de temperatură. Acest model este prezentat în lucrarea de față și comparat cu alte modele. Validitatea rezultatelor teoretice este comentată în raport cu soluțiile numerice calculate pentru temperatura de difuzie $T = 900^\circ\text{C}$ și cu date experimentale colectate din literatură [3].

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice-București.

1. Model teoretic

1.1. Mecanismele de difuzie. Conform analizei anterioare [3] difuzia fosforului din sursă infinită poate fi discutată luând în considerare în principal difuzia a trei specii diferite ale aceleiași impurități (fosfor) și anume: P^+V^- , P^+V^- și P^+V^* unde P^+ este atomul de fosfor ionizat, V^- , V^- și V^* sînt vacantele aflate în stare dublu încărcată, simplu și neutră respectiv. Procesul fundamental care determină în final forma specifică a profilului de difuzie al fosforului este disocierea perechii P^+V^- care ar avea loc la o concentrație critică n_{e1} . Această valoare limitează regiunea „plată” a profilului de difuzie, la $x = x_{e1}$ (fig. 1) și corespunde

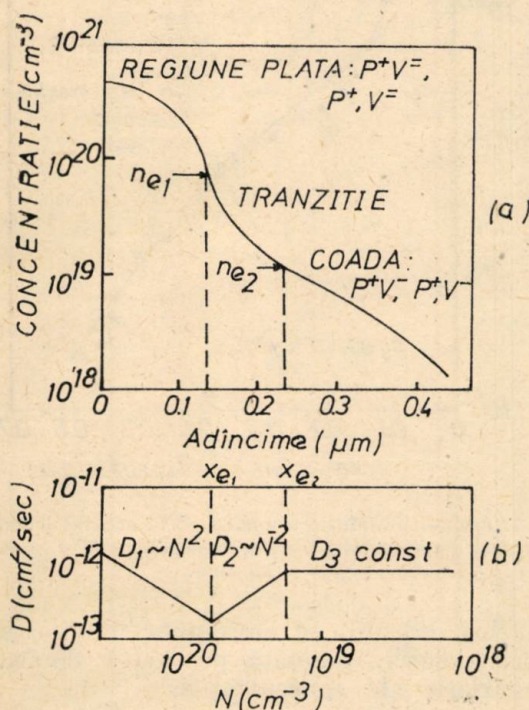
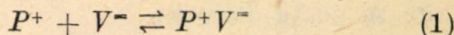


Fig. 1. (a) Reprezentarea schematică a profilului de difuzie al fosforului, constînd într-o regiune plată, de tranziție și de coadă; sînt indicate speciile dominante pe fiecare regiune. (b) Variația cu concentrația a coeficientului de difuzie în cele trei regiuni ale profilului de difuzie.

suprapunerii nivelului Fermi E_f peste nivelul energetic E_v = introdus de vacanțe în banda interzisă, localizat la 0,11 eV sub minimul benzii de conducție. Ca o consecință a disocierii perechilor P^+V^- la n_{e1} are loc o intensificare a difuziei prin perechi P^+V^- datorată excesului de vacanțe V^- difuzate din regiunea de tranziție în regiunea de coadă, limitată de $x = x_{e2}$ la $n = n_{e2}$.

Totuși, dacă un atom P^+ ar rămîne asociat cu o vacanță încărcată negativ datorită atracției Coulomb, este evident că nu s-ar produce nici o dezlocuire efectivă a atomului P^+ , deoarece atomul și vacanța și-ar schimba alternativ

pozițiile lor în rețea astfel încît contribuția la difuzie ar fi nulă. Pe de altă parte, așa cum s-a arătat anterior [5], există o mică probabilitate ca un complex împerecheat vacanță-impuritate să difuzeze în siliciu. Presupunînd însă că reacția de asociere-disociere:



s-ar afla un echilibru dinamic, adică rata de asociere este egală cu cea de disociere, atunci există o probabilitate diferită de zero ca o deplasare efectivă a atomului P^+ , contribuind la fluxul de impurități să fie înregistrată. Acesta ar fi un mecanism de difuzie prin vacanțe dublu încărcate, prin intermediul perechii P^+V^- , astfel încît așa numita difuzie de perechi la care Fair și Tsai se referă în lucrarea lor [3] este corect să fie privită în accepțiunea prezentată mai sus.

Concentrația de vacanțe V^- devine din ce în ce mai mare cu cît E_f coboară spre E_v , astfel că un mecanism de difuzie similar, prin intermediul perechilor P^+V^- ar putea avea loc. Totuși un astfel de transport nu a fost observat în regiunea plată și de tranziție deoarece coeficientul de difuzie ar fi foarte mic [3]. În consecință, se poate considera că fluxurile de difuzie ale perechilor P^+V^- și P^+V^- pot fi neglijate în raport cu fluxul $D_1(\partial N/\partial x)$ al atomilor P^+ în regiunea plată, unde $N = n$ ($n \gg n_i$) reprezintă concentrația atomilor de fosfor ionizat, D_1 este coeficientul de difuzie, iar n_i este valoarea intrinsecă a concentrației de electroni n . Acesta este un punct de vedere esențial diferit de cel exprimat prin modelul Yoshida [6]. Presupunînd că un mecanism de difuzie prin vacanțe V^- ar transporta atomii P^+ în regiunea de coadă, ($N \leq n_{e2}$), fluxul atomic ar fi $D_3(\partial N/\partial x)$, unde D_3 este coeficientul de difuzie asociat [7].

1.2. Modelarea analitică

Se poate presupune că: (i) $D \gg D^*$, unde D^* este coeficientul de difuzie prin vacanțe neutre; (ii) contribuția h a cîmpului electric intern este luată în considerare ca o constantă multiplicativă, $h = 2$, la coeficientul de difuzie. Prima ipoteză poate fi justificată printr-o comparare directă a valorilor celor doi coeficienți. A doua presupunere este argumentată de faptul că pentru $n \gg n_i$ h își atinge valoarea sa maximă.

Ca o consecință a transportului atomilor de fosfor prin vacanțe V^- în regiunea de profil plat $D \sim N^2$, iar în regiunea de coadă $D = D_3 = \text{const}$. Se admite [3] că în regiunea de tranziție $D \sim N^{-2}$ (fig. 1b). În aceste condiții se poate obține un sistem de trei ecuații neliniare cu derivate parțiale, asociat cu condiții adecvate la granițele mobile x_{e1} și x_{e2} . Acest sistem este reductibil la un sistem diferențial cu o singură variabilă prin substituția $x = x/2\sqrt{D_3t}$,

unde t este timpul de difuzie. Ținând cont că x_{e1} și $(x_{e2} - x_{e1})$ sînt suficient de mici, în special în timpul proceselor de difuzie la temperaturi relativ scăzute, atunci următorul sistem de relații, exprimînd concentrația atomilor de fosfor electric activ în cele trei domenii diferite se poate deduce :

$$N_1(x) = n_s \left\{ 1 - \left[1 - \left(\frac{n_{e1}}{n_s} \right)^3 \frac{x}{2X_{e1}\sqrt{D_3t}} \right] \right\}^{1/3}, \quad (2)$$

$$N_2(x) = n_{e1} \left\{ (X_{e2} - X_{e1})^{-1} \left[X_{e2} - \left(\frac{n_{e1}}{n_{e2}} \right) X_{e1} \right] + \left[\frac{n_{e1}}{n_{e2}} - 1 \right] \frac{x}{2(X_{e2} - X_{e1})\sqrt{D_3t}} \right\}^{-1}, \quad (3)$$

$$N_3(x) = n_{e2} \frac{\operatorname{erfc}(x/2\sqrt{D_3t})}{\operatorname{erfc} X_{e2}} \quad (4)$$

unde

$$X_{e1} = X_{e2} \left[1 - \left(\frac{n_{e1}}{n_s} \right)^3 \right] \left[1 + \left(\frac{n_{e1}}{n_s} \right)^3 \left(3 \frac{n_{e1}}{n_{e2}} - 4 \right) \right]^{-1}, \quad (5)$$

n_s este valoarea la suprafață a concentrației de fosfor electric activ, $n_{e2} = (n_{e1}^2/n_s) [D_1(x=0)/D_3]^{1/2}$, iar X_{e2} poate fi calculat din ecuația implicită :

$$\frac{X_{e2} \exp(-X_{e2}^2)}{\operatorname{erfc} X_{e2}} = \frac{\sqrt{\pi}}{6} \left\{ \left(\frac{n_{e2}}{n_{e1}} \right) \left[\left(\frac{n_s}{n_{e1}} \right)^3 - 4 \right] + 3 \right\}. \quad (6)$$

Relația (4) reprezintă soluția exactă a problemei de difuzie în regiunea de coadă a profilului de impurități.

2. Rezultate și discuții

2.1. Simularea profilului

Cunoașterea valorilor adecvate ale coeficienților de difuzie $D_1(x=0)$ și D_3 permite simularea profilului de difuzie al fosforului electric activ prin intermediul relațiilor (2)–(6), ținînd cont că :

$$n_{e1}(T) = 4,65 \times 10^{21} \exp\left(-\frac{0,39 \text{ eV}}{kT}\right) \text{ cm}^{-3}. \quad (7)$$

Concentrația fosforului electric activ plus inactiv (concentrația totală de fosfor C_T) se poate obține din relația empirică [3].

$$C_T = N + 2,04 \times 10^{-41} N^3 \text{ cm}^{-3}, \quad (8)$$

care în mod practic corectează valorile lui N numai în regiunea de platou și de tranziție. Cu valorile adecvate provenite din relația :

$$D_1(x=0) = h \left(\frac{n_s}{n_i} \right)^2 \times 44,4 \exp\left(-\frac{4,37 \text{ eV}}{kT}\right) \text{ cm}^2/\text{s} \quad (9)$$

a fost calculat profilul de difuzie reprezentat în figura 2. Curba obținută prin intermediul

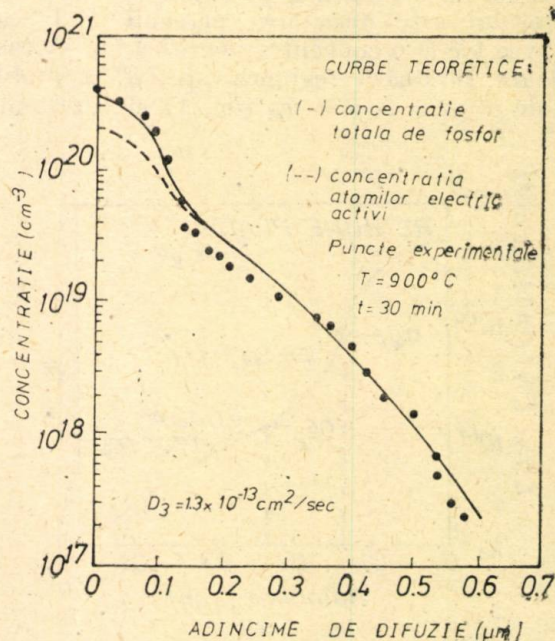


Fig. 2. Profilul de difuzie simulat (—) în această lucrare și determinat experimental (·) [3], după difuzie la $T = 900^\circ\text{C}$ $t = 30 \text{ min}$.

relațiilor (2)–(6) se suprapune practic peste curba numeric calculată pe toate domeniile de variație ale concentrației.

2.2. Comparație cu experimentul

Prin utilizarea metodei de simulare relatată mai sus au fost deduse curbele din figura 3. Cea mai bună potrivire a relației (4) cu datele experimentale colectate din figura 1a ref. [3] au condus la valoarea $D_3 = 2,7 \times 10^{-13} \text{ cm}^2/\text{s}$ la $T = 950^\circ\text{C}$ și $D_3 = 4 \times 10^{-14} \text{ cm}^2/\text{s}$ la $T = 877^\circ\text{C}$.

Concordanța dintre calculele teoretice și datele experimentale este bună, așa cum se poate observa din figura 2 și figura 3. Neglijarea coeficientului D^* este justificată prin valorile mult mai mici (aproximativ un ordin de mărime) decît valorile minime ale lui D în toate cazurile anterior discutate.

2.3. Comparație cu alte modele

Așa cum s-a remarcat și în capitolul 2, modelul prezentat în lucrarea de față este esențial diferit de modelul Yoshida [6], care

este constituit pe baza ipotezei că trecerea de la forma caracteristică a regiunii de tranziție la cea a regiunii plate se datorează descreșterii energiei de formare a vacanței, o dată cu creșterea concentrației de fosfor lângă suprafața siliciului. Pe baza acestei presupuneri sînt deduse expresiile coeficienților de difuzie, determinarea profilurilor de difuzie rămînînd în domeniul calculului numeric.

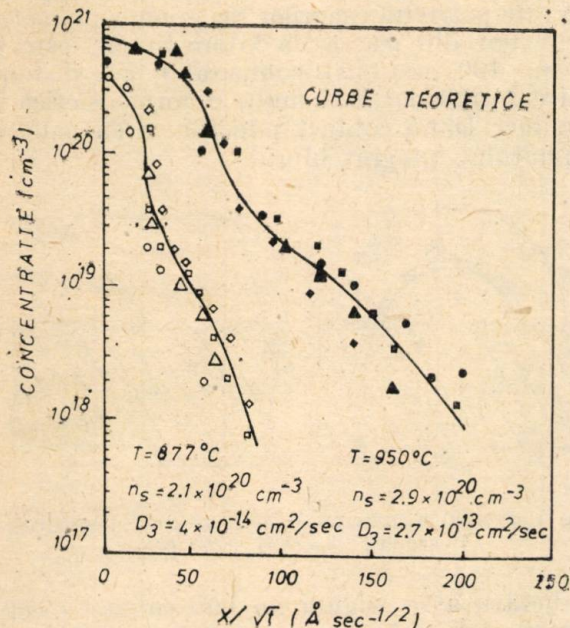


Fig. 3. Curbele distribuției cu adîncimea concentrației fosforului deduse din setul de relații analitice (2)–(6) și comparate cu date experimentale colectate din ref. [3].

Independent de lucrările care au condus la modelul analitic prezentat în [7] și lucrarea de față, un alt model a fost raportat recent [8]. Dezvoltare relativ în același timp și independent unul de celălalt, cele două modele prezintă puncte de vedere similare și anume: (i) își propun abordarea problemei de difuzie a fosforului pe regiuni distincte ale profilului de difuzie, caracterizate de o dependență de concentrație a coeficientului de difuzie pre-determinată; (ii) recurg la aproximații de aceeași natură asupra coeficienților de difuzie pe zonele distincte ale profilului. Totuși, modelul prezentat recent [8] este în mod serios afectat de câteva puncte discutabile: (i) neglijarea regiunii de tranziție, care este esențială din punct de vedere al relației zonă plată — coada profilului, (ii) utilizarea incorectă a unei soluții a ecuației de difuzie pe zona plată, care ar fi potrivită pentru altă condiție la limită decît cea cerută de problemă la $x = x_{c1}$ și anume pentru condiția $N_1(x = x_0) = 0$, unde x_0 este un plan caracteristic în care concentrația de impurități devine nulă [9, 10]; (iii) neres-

pectarea condiției de continuitate a fluxului la $x = x_{c1}$ [7].

3. Concluzii

Difuzia fosforului electric activ în siliciu a fost analizată în lumina următoarelor condiții specificate: (i) evenimentele de disociere a perechilor P^+V^- (aflate în echilibru local) în regiunea plată permit deslocuirea efectivă a atomilor de fosfor; (ii) fluxurile de difuzie a perechilor P^+V^- , P^+V^- și P^+V^* sînt neglijabile, ca și difuzia prin vacanțe neutre în regiunea plată și în regiunea de coadă a profilului; (iii) contribuția h la coeficientul de difuzie este o constantă multiplicativă.

Luînd în considerare un mecanism de difuzie prin vacanțe încărcate, prin intermediul perechilor P^+V^- și P^+V^- , a fost dedus un sistem de ecuații care definește transportul fosforului electric activ. Setul corespunzător de soluții ale acestui sistem permite simularea profilului de difuzie. Concordanța foarte bună cu rezultatele calculului numeric al profilului după difuzie la $T = 900^\circ\text{C}$ probează validitatea modelului analitic. Compararea profilului simulat, la $T = 877^\circ\text{C}$, 900°C și 950°C cu datele experimentale arată o concordanță bună, susținînd modelul teoretic.

Bibliografie

- [1] Găiseanu, F. Boron Diffusion Profile in Silicon and Data Analysis. In: J. Electrochem. Soc., 132, 1985, p. 2287–2289.
- [2] Tsai, C. C. J. Shallow Phosphorus Diffusion in Silicon. In: Proc. of the I.E.E.E., 57, 1969, p. 1499–1506.
- [3] Fair, B. R., and Tsai, C. C. J. A Quantitative Model for the Diffusion of Phosphorus in Silicon and the Emitter Dip. Effect. In: J. Electrochem. Soc., 124, 1977, p. 1107–1118.
- [4] Găiseanu, F., Loghin V., Kozma N., Bădilă M. Determinarea profilelor superficiale de difuzie ale fosforului și borului în siliciu. In: E.E.A. Automatica și Electronica, 23 (1979), 40–44.
- [5] Hu, M. S. General Theory of Impurity Diffusion in Semiconductors via the Vacancy Mechanism. In: Phys Rev., 180, 1969, p. 773–784.
- [6] Yoshida, M. General Theory of Phosphorus and Arsenic Diffusion in Silicon. In: Jap. J. Appl. Phys., 19, 1980, p. 2427–2440.
- [7] Găiseanu, F., Analytical Model Simulating the Shallow Phosphorus Diffusion in Silicon. In: Volum special cu lucrările simpozionului Proces Physics and Modelling in Semiconductor Technology, editat de Srimivasan R.G., Antoniadis, D., Plummer, J. 1987 și în J. Electrochem Soc., 133, 1986, p. 329C.
- [8] Kjell Q. J., and Anderson D. Analytical Model for Phosphorus Diffusion in Silicon. In: J. Electrochem. Soc., 133, 1986, p. 397–400.
- [9] Găiseanu, F. Difuzia dintr-o sursă continuă într-un mediu semiinfinit cu coeficientul de difuzie dependent de concentrație. In: Studii și Cercetări de Fizică, 36, 1984, p. 155–162.
- [10] Găiseanu, F. Studiul mecanismelor fizice ale difuziei impurităților în siliciu și a influenței ei asupra parametrilor dispozitivelor semiconductoarelor, Teză de Doctorat, Fac. de Fizică-București 1984.

Studiu de optimizare a tehnologiei flip-cip

MIHAI GEORGESCU, IULIU BLAGA, CRISTIAN MALIDE* — BUCUREȘTI

Procesul de fabricare a dispozitivelor flip-cip, utilizate în realizarea circuitelor integrate hibride, depinde în principal de optimizarea condițiilor de creștere a terminalelor.

Tehnologia aleasă de autori a constat în creșterea electrochimică a terminalelor din cupru, printr-o mască de fotorezist, urmată de stanarea lor termică, într-o baie cu val. În acest caz, este important ca proiectantul măștilor să ia în considerare creșterea laterală a terminalelor (Δ) peste masca de fotorezist. Această supracreștere a fost studiată în funcție de densitatea curentului de depunere electrochimică, de condițiile de agitare și de distanța dintre electrozi.

Lucrarea prezintă elemente de optimizare a tehnologiei de realizare și a proiectării componentelor flip-cip și încercările autorilor de a diminua dezavantajele clasice ale acestui sistem.

1. Considerații teoretice

Terminalele componentelor flip-cip trebuie să îndeplinească câteva cerințe:

- să asigure un bun contact electric și o disipare termică corespunzătoare;
- să asigure o bună rezistență mecanică;
- să nu permită apariția punților de aliaj staniu-plumb care să scurtecircuiteze structura;
- să minimizeze tensiunile mecanice cauzate de diferențe între coeficienții de dilatare ai cipului, aliajului staniu-plumb și substratului.

Un terminal emisferic ideal, generat de o suprafață mult mai mică decât înălțimea sa, crescut într-o baie de cuprare electrochimică cu putere de pătrundere mare, are o creștere laterală egală cu înălțimea. În acest caz, cinetica de creștere izotropă și legile electrolizei [1], conduc la o dependență cubică a înălțimii terminalului în funcție de timpul de depunere pentru o anumită densitate de curent:

$$kIt = m = \rho \int_0^h 2\pi r^2 dr = \frac{2}{3} \pi h^3$$

unde k = coeficientul electrochimic,
 I = curentul anodic,

* Centru de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

t = timpul de depunere,

m = masa depusă,

ρ = densitatea materialului depus.

Însă această formă a terminalului (fig. 1a) nu este potrivită cazurilor reale, unde diametrul orificiilor din masca de fotorezist (D) este de peste $100 \mu\text{m}$ [2], comparabil cu distanța între terminale. Mai mult, o formă sferică ar conduce la un contact punctiform cu padurile circuitului integrat hibrid.

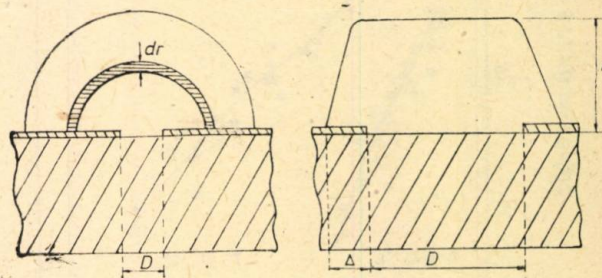


Fig. 1. Profilul unui terminal ideal crescut în următoarele condiții: $h \gg D(a)$ și $h \approx D(b)$.

Pentru a se asigura un bun contact electric terminalul trebuie să fie aplatizat (fig. 1b) și să aibă o înălțime de $20 \div 30 \mu\text{m}$ [3]. Pe de altă parte, timpul de creștere electrochimică nu trebuie să fie prea îndelungat, atât din motive tehnice (rezistența fotorezistului la coroziune este limitată) cât și din motive economice.

În aceste condiții, s-a încercat stabilirea parametrilor creșterii electrochimice a terminalelor care să cauzeze o cât mai mică creștere laterală Δ față de înălțimea h a terminalului fără a se afecta calitatea depunerii.

2. Rezultate experimentale

Pe plachete de siliciu cu diametrul de 50 mm , s-au realizat componentele electronice (transistorul NPN de zgomot mic 2N 930 și transistorul cu efect de câmp cu joncțiuni, dual, ROS 3955), cu un strat de pasivare de SiO_2 pirolitic peste metalizarea de aluminiu. Apoi s-a depus în vid un strat de $100 \text{ \AA}$ de crom și un strat de $2000 \text{ \AA}$ de cupru [4]. Cercetări preliminare au indicat că aceste grosimi sînt suficiente pentru a asigura o suprafață bună conducătoare electric necesară depunerii electrochimice [5]. După această metalizare, a fost aplicată o mască de fotorezist pozitiv AZ 1350 H, cu orificii pentru creșterea terminalelor.

Pentru cuprarea electrochimică, a fost aleasă o baie comercială acidă, CUPRACID — 210. Această baie permite obținerea unor acoperiri de granulație foarte fină la densități de curent de peste 15 A/dm^2 (pe suprafețe mari), dacă se iau unele precauțiuni: anozii să conțină foarte puțin fosfor, să fie introduși în săculeți de pânză antiacidă pentru a se preveni contaminarea băii cu particule care ar putea conduce la o creștere neregulată, temperatura să fie de $24 \div 28^\circ\text{C}$, agitarea să fie adecvată și curentul anodic constant.

Profilul terminalelor a fost determinat cu ajutorul unui aparat de tip THALYSURF, iar diametrul de bază a fost măsurat cu un microscop cu masă micrometrică.

Pentru agitare s-a folosit un dispozitiv magnetic cu rotație reversibilă.

În figura 2 este prezentată dependența înălțimii terminalelor h în funcție de timpul de depunere t , pentru o densitate de curent de

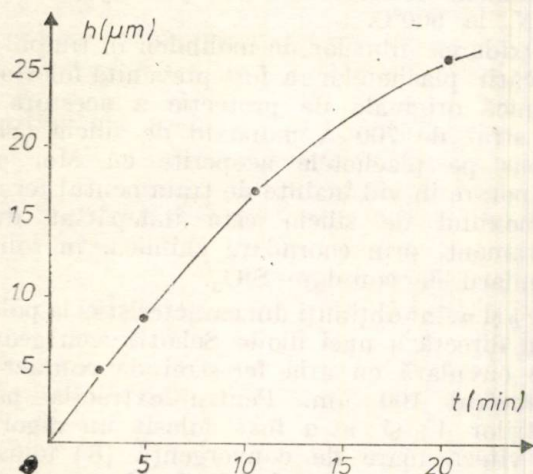


Fig. 2. Dependenta înălțimii terminalelor h de timpul de depunere electrochimică t ($j = 250 \text{ mA/cm}^2$).

250 mA/cm^2 . Forma curbei $h = f(t)$ se datorează distribuției masei depuse în unitatea de timp, pe suprafețe din ce în ce mai mari.

În scopul proiectării unei băi de cuprare electrochimică de uz industrial, a fost studiat aspectul terminalelor în funcție de distanța dintre electrozi la o densitate de curent de 250 mA/cm^2 ($t = 20 \text{ min}$). S-a observat că distanțe mai mici de 5 cm conduc la o creștere dendritică, indicând o agitare insuficientă a soluției. O distanță de peste 20 cm a determinat o creștere laterală mare, aproape egală cu înălțimea terminalului. Astfel s-a considerat distanța optimă între electrozi de $10 \div 15 \text{ cm}$.

Figura 3 ilustrează că supracreșterea Δ poate fi considerată proporțională cu înălțimea terminalelor h , pentru aceeași densitate de curent. Se poate observa că valoarea raportului h/Δ crește cu mărirea densității de curent. Din

analiza rezultatelor experimentale a fost apreciată ca optimă densitatea de curent de $200 \div 400 \text{ mA/cm}^2$. La această densitate de curent înălțimea necesară se atinge într-un timp scurt și modul de agitare nu mai afectează aspectul terminalelor, ele prezentând o formă circulară.

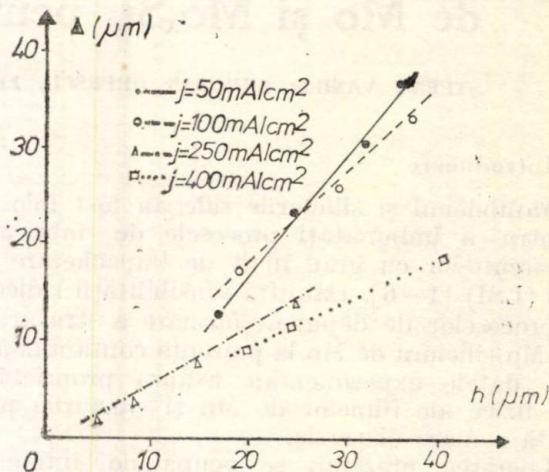


Fig. 3. Creșterea laterală Δ în funcție de înălțimea terminalelor h la diferite densități de curent j .

Menționăm că densitatea de curent a fost calculată în raport cu orificiile din masca de fotorezist. În timpul procesului de creștere electrochimică, suprafața terminalului se mărește mult și densitatea de curent scade corespunzător.

Concluzii

În urma analizării rezultatelor experimentale au fost stabilite condițiile necesare creșterii electrochimice a terminalelor componentelor flip-cip.

În scopul atingerii unei înălțimi h de $20 \div 30 \mu\text{m}$, se poate folosi o baie de cuprare lucioasă CUPRACID 210, cu agitare magnetică reversibilă, la care distanța dintre electrozi este $10 \div 15 \text{ cm}$, densitatea de curent de $200 \div 400 \text{ mA/cm}^2$ și timpul de depunere de $20 \div 30 \text{ min}$.

Terminalele obținute prin această tehnologie au prezentat un aspect lucios, fără pori și după stanarea termică, într-o baie cu val, au asigurat o bună rezistență mecanică și un excelent contact electric la lipirea pe padurile unui circuit integrat hibrid.

Bibliografie

- [1] Oniciu, L. Chimie fizică — Electrochimie. București, Editura didactică și pedagogică, 1974.
- [2] Hajdu, I., Ripka, G. Hibrid integrált áramkörök. Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1979.
- [3] U.S. Patent 3.495.324, February 1970.
- [4] Tamura, M., Denda, S. A 15 Amperes Hybrid Voltage Regulator. ISHM Symposium, Paper 5B-2/1973.
- [5] Georgescu, M., Blaga, I., Malide, C. Lucrările Conferinței Anuale de Semiconductoare, pag. 477, oct. 1985.

CZ 666.76 : 621.357

DEPUNERI ÎN VID
METALE REFRACTARE
TEHNOLOGIE LSI

Rezultate experimentale asupra filmelor subțiri de Mo și Mo_xSi_y pentru utilizări în circuite LSI

ȘTEFAN VASILE, CRISTIAN ORFESCU, FLORIN CĂLDĂRARU, DAN NICOLAESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Molibdenul și siliciurile sale au fost folosite pentru a îmbunătăți procesele de fabricație a circuitelor cu grad înalt de împachetare pe cip (LSI) [1—6]. Datorită sensibilității ridicate a proceselor de depunere/formare a straturilor de Mo/siliciura de Mo la prezența contaminanților, datele experimentale asupra proprietăților fizice ale filmelor de Mo și siliciurile prezintă o mare dispersie.

Lucrarea prezentă se ocupă de influența condițiilor de depunere în vid și de tratament asupra filmelor de Mo depuse pe siliciu monocristalin cu ajutorul fascicului electronic de mare putere. Se descrie, la început, tehnica experimentală. Se prezintă rezultatele măsurătorilor și evaluărilor asupra constantelor optice elipsometrice, rezistivității și barierei de potențial metal-semiconductor. Sînt trase concluzii asupra transformărilor structurale ale filmelor depuse sau formate prin reacția Mo cu siliciul monocristalin.

1. Tehnica experimentală

Filmele de Mo au fost depuse folosind evaporarea termică cu fascicul de electroni de mare putere, din creuzet de grafit de mare puritate.

Au fost folosite următoarele metode de caracterizare :

— spectroscopie de transmisie pentru evaluarea coeficientului de absorbție k la lungimea de undă $0,6328 \mu\text{m}$;

— măsurarea rezistenței superficiale R_s ;

— bariera Schottky V_B și factorul de idealitate n prin extracția de parametri ai caracteristicii $I-V$ a diodei metal-semiconductor;

— date elipsometrice referitoare la indicele de refracție N la $0,6328 \mu\text{m}$ lungime de undă.

Din datele de spectroscopie de transmisie în domeniul $0,55-0,75 \mu\text{m}$ s-au determinat valori ale lui $k > 44 \mu\text{m}^{-1}$. Aceasta permite să se considere că filmele de Mo de $0,2 \mu\text{m}$, caracterizate prin elipsometrie sînt suficient de groase pentru a putea aplica la calculul lui N ecuațiile elipsometrice pentru substrat absorbant semi-infinit [7].

Au fost folosite pentru experimentări plachete de siliciu monocristalin de tip n cu rezistivitate de $2 \text{ ohm}\cdot\text{cm}$. După creșterea unui oxid termic de 3000 Å , jumătate din suprafața lustruită a plachetei a fost dezoxidată. Filmele de molibden au fost depuse în vid la o grosime de 2000 Å . S-a măsurat rezistența pe pătrat și indicele de refracție a regiunilor Mo/Si și Mo/SiO₂. Tratamentul termic a filmelor de Mo a fost realizat într-un cuptor de tratament în atmosfera de $\text{N}_2 + \text{H}_2$ (la 650°C) și N_2 la 900°C .

Oxidarea filmelor de molibden în timpul încălzirii plachetelor a fost prevenită folosind o tehnică originală de protecție a acestora cu un strat de 700 Å monoxid de siliciu (SiO), depus pe plachetele acoperite cu Mo, prin evaporare în vid înainte de tratamentul termic. Monoxidul de siliciu este îndepărtat după tratament, prin corodare chimică, în soluție standard de corodare SiO₂.

V_B și n sînt obținuți din caracteristici la polarizare directă a unei diode Schottky cu geometrie circulară cu aria ferestrei de contact cu diametrul $100 \mu\text{m}$. Pentru extracția parametrilor V_B și n a fost folosit un algoritm cu viteză mare de convergență [8] folosind un model al caracteristicii $I-V$ cu 4 parametri :

$$I = \text{SAT}^2 \exp(-V_B/k_B T) \exp(qV_a/nk_B T) + V_a/R_{sh} \quad (1)$$

unde :

- | | |
|----------|---------------------------------|
| S | — aria diodei; |
| A | — constanta Richardson; |
| T | — temperatura joncțiunii; |
| V_B | — bariera efectivă Schottky; |
| k_B | — constanta Boltzmann; |
| n | — factor de idealitate. |
| V_a | — $V-IR$ |
| R | — rezistența serie; |
| R_{sh} | — rezistența shunt; |
| V | — tensiunea în direct pe diodă; |
| I | — curentul în direct al diodei. |

2. Rezultate experimentale

(a) Influența condițiilor de depunere în vid asupra filmelor subțiri de Mo.

* Centrul de Cercetare științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice—București.

S-a monitorit rezistența pe patrat R_s a filmelor de Mo depuse în vid cu viteze de depunere în domeniul 5–20 Å/s. Înainte de fiecare depunere s-a efectuat o degazare standard la 150°C/1h a incintei. În tabelul 1 este indicată dependența

Tabelul 1

R_s în funcție de condițiile de depunere în vid (grosime Mo 2000 Å)

V_d	T_{dep}	R_s
Å/s	°C	ohm/
5	26	5.7 ± 0.2
10	26	5.8 ± 0.3
17	26	5.7 ± 0.2
5	26	5.7 ± 0.2
5	160	5.3 ± 0.2
5	200	2.0 ± 0.1

R_s de viteza de depunere. Scăderea rezistenței R_s la viteze mari de depunere nu a avut loc, probabil datorită unei degazări sporite a incintei în zona adiacentă a creuzetului conținând surse de molibden și deci a unui conținut sporit de oxigen în filmele depuse. La viteze mari de depunere suprafața topită a Mo din creuzete a devenit instabilă și picături de material topit au fost proiectate pe plachetele de depus. Deoarece R_s nu a scăzut semnificativ la viteze mari de depunere, experimentele ulterioare au fost realizate cu filme depuse la viteze de 5 Å/s.

Influența temperaturii de depunere T_{dep} asupra R_s este indicată în tabelul 1. Cele mai bune rezultate au fost obținute la $T_{dep} = 200^\circ\text{C}$. Deși s-a demonstrat că temperaturi mai mari de depunere produc valori R_s mai mici [1], nu s-a depășit temperatura 200°C din considerente de prevenire a uzurii accelerate a elementelor de etanșare a echipamentului de depunere.

(b) Influența tratamentului termic asupra filmelor de Mo/SiO₂.

S-au executat tratamente termice izoterme a filmelor de molibden (depuse peste SiO₂) la $T = 200^\circ\text{C}$, 5 Å/s la temperaturile 650 și 900°C. Recristalizarea filmelor Mo/SiO₂ tratate termic a fost observată folosind microscopul optic de mare rezoluție. În figurile 1 și 2 s-au trasat raportul R al rezistențelor/patrat după/înainte de tratamentul termic. La 650°C R_s a filmelor depuse a crescut de 6 ori după 120 minute tratament, în timp ce la 900°C R_s a scăzut de 2,8 ori după 60 minute tratament termic (stare staționară). Tratamentul termic izocron de 30 minute a filmelor Mo/SiO₂ în domeniul 550–1000°C indică o creș-

tere de 31% a R_s la 550°C (referința R_s a filmului după depunere) și apoi scădere cu saturație la 1000°C ($R_s = 0,56$ ohm/patrat).

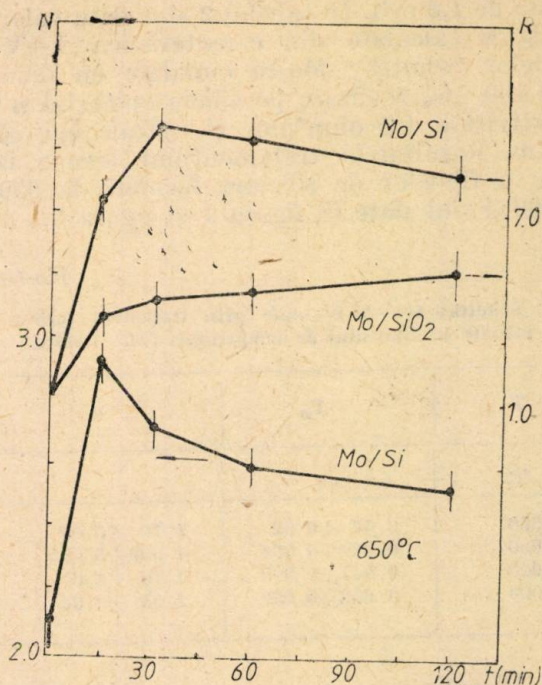


Fig. 1. Indicele de refracție N și raportul R pentru filme Mo/Si și Mo/SiO₂ tratate izoterm la 650°C ($V_{dep} = 5 \text{ Å/s}$, $T_{dep} = 200^\circ\text{C}$, substrat siliciu tip n, 2 ohm*cm).

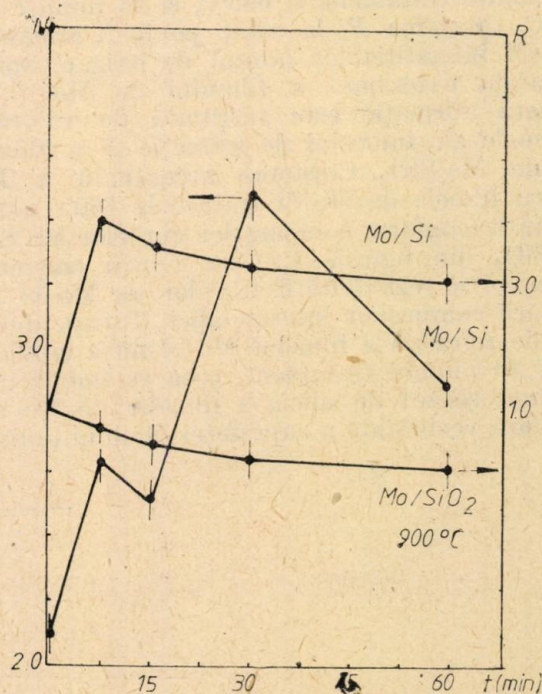


Fig. 2. Indicele de refracție N și raportul R pentru filme Mo/Si și Mo/SiO₂ tratate izoterm la 900°C ($V_{dep} = 5 \text{ Å/s}$, $T_{dep} = 200^\circ\text{C}$, substrat siliciu tip n, 2 ohm*cm).

(c) Influența tratamentului termic asupra filmelor Mo/Si.

Tratamentul termic izocron de 30 minute a filmelor Mo depuse pe Siliciu în domeniul 550–1000°C indică o creștere rapidă a lui R_s (8,8 ori) la 550°C și saturare la 1000°C (R_s crește de 1,8 ori). În tabelul 2 sînt date valorile V_B și n calculate din caracteristica I–V a diodelor Schottky Mo/Si circulare cu diametrul 100 μm , realizate pe siliciu epitaxial n de rezistivitate 1,2 $\text{ohm}\cdot\text{cm}$ și strat epitaxial 7 μm . Rezultatele tratamentului termic izoterm a filmelor de siliciura formată la 650°C și 900°C sînt date în figura 1 și figura 2.

Tabelul 2

Diode Schottky Mo–Si obținute prin tratament termic 30 minute în domeniul de temperaturi 550–1000°C

T	V_B	n
°C	ev	
550	0.67 ± 0.02	1.10 ± 0.07
650	0.690 ± 0.004	1.039 ± 0.005
900	0.547 ± 0.009	1.15 ± 0.07
1000	0.653 ± 0.009	1.35 ± 0.04

3. Discuție

Cinetica R_s izoterma a filmelor de MoSiO_2 indică obținerea valorilor de saturație după 30 minute tratament la 650°C, și 15 minute la 900°C. Creșterea R_s la 650°C poate fi asociată difuziei interstițialilor (atomi de oxigen) spre suprafața exterioară a filmului de Mo [6]. Această afirmație este susținută de valorile anormale ale indicelui de refracție N a filmelor de Mo/SiO_2 . Creșterea accentuată a R_s pentru filmele de Mo/Si tratate la 650°C este datorată (conform comparației curbelor Mo/Si, Mo/SiO₂ din figurile 1,2) nu numai creșterii intrinseci a rezistivității filmelor de Mo ci și formării compuşilor intermetalici. Totuși, indicele de refracție a filmelor Mo/Si nu a crescut după 30 minute tratament, ceea ce indică un conținut scăzut de siliciu a filmelor de Mo în imediata vecinătate a suprafeței filmului (adîn-

cimea tipică de pătrundere a radiației 0,6328 μm este 0,03 μm). Formarea siliciurii la 650°C are loc prin difuzia Si în Mo, controlată de defectele în stratul interfacial de oxid.

Valorile mari ale barierei Schottky la 650°C, 30 minute tratament (0,69 eV) sînt în bună concordanță cu cele raportate de Yamamoto [2] (0,68 eV) și van Gulp [9] (0,69 eV). Diferența mică dintre valorile V_B după și înainte de tratament la 650°C poate fi atribuită nu numai structurii cristaline a siliciurii [2] ci și existenței de artefacte Mo–SiO₂ subțire (tunelabil) –Si în paralel cu joncțiunea principală Mo–Si.

Recristalizarea Mo tratat la 900°C scade rezistivitatea filmelor de Mo la 15 $\mu\text{ohm}\cdot\text{cm}$. Siliciura obținută la 900°C indică saturarea R_s chiar după 15 minute de tratament termic. Indicele de refracție crescut după 30 minute tratament (3.2) indică un conținut mărit de siliciu în imediata vecinătate a suprafeței. Această comportare a fost pusă de către autori în evidență și prin analiza stoichiometrică comparativă utilizînd metoda de analiză energetică a radiațiilor X secundare (EDX). Se obțin valori ale barierei Schottky de 0.55 eV, valori tipice pentru MoSi_2 cristalizat tetragonal și rezistivitate de 106 $\mu\text{ohm}\cdot\text{cm}$.

Bibliografie

- [1] P. L. Shah, *IEEE Trans. on Electron Dev.*, ED–26, 631 (1979).
- [2] Y. Yamamoto, H. Miyana, T. Amazawa and T. Sakai, *IEEE Trans. on Electron Dev.*, ED–32, 1231 (1985).
- [3] T. Mochizuki, T. Tsujimaru, M. Kashiwagi and Y. Nishi, *IEEE Trans. on Electron Dev.*, ED–27, 1431 (1980).
- [4] Y. Sasaki, O. Ozawa, S. Kameyama, *IEEE Trans. on Electron Dev.* ED–27, 1385 (1980).
- [5] T. P. Chow, A. J. Steckl *IEEE Trans. on Electron Dev.* ED–30, 1480 (1983).
- [6] S. P. Murarka, *J. Vac. Sci. Technol.* 17, 775 (1980).
- [7] D. Moisil, G. Moisil. Teoria și practica elipsometriei, Ed. Tehnica (1973).
- [8] St. Vasile, D. Nicolaescu, *Lucrările CAS*, 376 (1986).
- [9] G. J. van Gulp, J. L. C. Daams, A. van Oostrom and Y. Tammings, *J. Appl. Phys.*, 50, 6915 (1979).

CZ 621.315.6

SISTEM AUTOMAT DE TESTARE
STABILIZATOR MONOLITIC

Sistem automat de testare a stabilizatorului monolitic ROB 305: (II) programare și utilizare

RADU TUDOSĂ*, MIRCEA BODEA**, MIHAI VAIS***, MIHAELA ILIE***

Introducere

Interfața de test este condusă cu ajutorul sistemului de învățare SID 80 realizat de CCSIT—CE. Acest sistem este o dezvoltare a microprocesorului 8080 [1].

Sistemul posedă un afișaj în hexazecimal și o tastatură cu ajutorul căreia poate fi programat în cod hexazecimal. Instrucțiunile sînt cele ale microprocesorului 8080. Utilizatorul are la dispoziție o interfață serie (8251) și o interfață paralel (8255) programabile prin care se poate face comunicația cu interfața de test.

1. Comunicația între interfața de test și sistemul SID 80

Sistemul SID 80 conține două interfețe paralele (PPI) de tipul 8255. Una din interfețe (8255 #1) este utilizată pentru comunicația cu tastatura și afișajul sistemului SID 80, iar cealaltă (8255 #2) este la dispoziția utilizatorului. Comunicația între interfața de test și sistemul SID 80 se face prin interfața paralel 8255 #2. Schema simplificată de interconectare este prezentată în figura 1.

Interfața 8255 conține trei porturi de 8 biți (A, B, C) bidirecționale, programabile. Pentru formarea bus-urilor de comunicație interfața 8255 este programată în MODE 0 cu porturile A și B ieșiri, iar portul C intrare. Bus-ul extern de date este realizat de port A (ieșire) iar bus-ul extern de control este realizat pe port B (ieșire) și port C (intrare) — vezi și [2] figura 1. Datele transmise paralel pe port A (ieșire) sînt încărcate în registre tampon de 8 biți. Selectarea registrului și încărcarea datelor se face prin setarea/resetarea bitului de control corespunzător din bus-ul de control (PORT B organizat ca ieșire). Există 7 registre tampon de 8 biți realizate cu CDB 945 (structurat pentru încărcare paralel pe front); 2 registre pentru cele două surse programabile, 3 registre pentru cele trei convertoare DAC 08 (FLL, AZR și D/AC — vezi figura 4 din referința [2]) și 2 registre pentru încărcarea cuvintelor de control CONF și INTC (vezi §6, referința [2]). Semnalele de comandă prin care se decid inițializarea interfeței sau începerea seriei de teste și starea semnalului vezi figura 3 din referința [2] — sînt testate de FLG — microprocesor la PORTUL C organizat ca intrare.

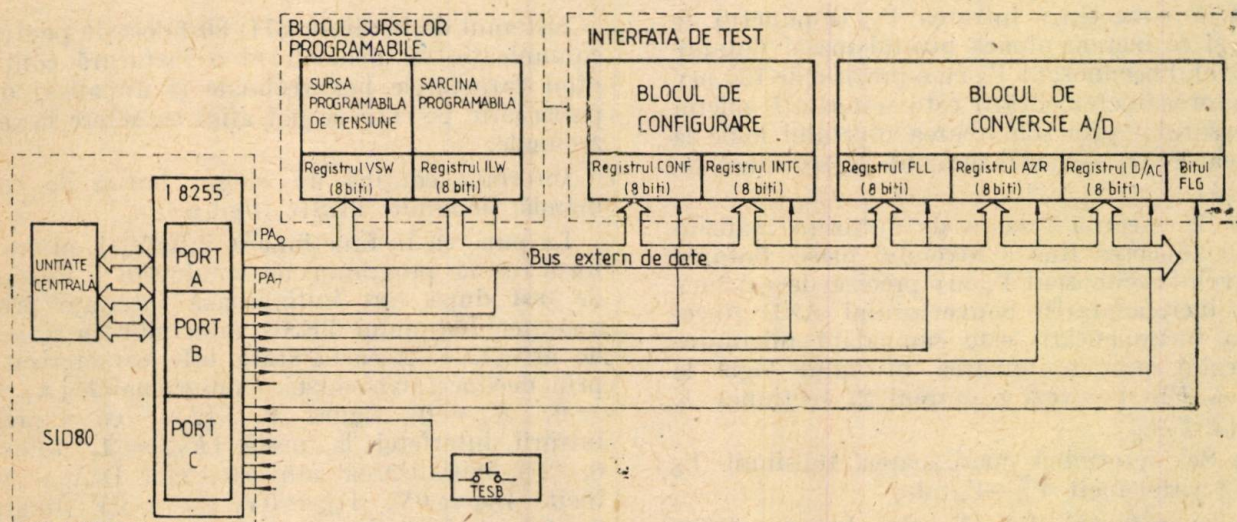


Fig. 1. Conectarea interfeței de test la sistemul SID 80.

* Intreprinderea Microelectronica — București
 ** Institutul Politehnic — București, Facultatea de Electronică și Tehnică de Calcul.
 *** Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice (CCSIT—CE) — București.

2. Posibilități de programare

2.1. Algoritmi de testare

După cum s-a arătat în [2] interfața de test este de fapt un voltmetru electronic specializat

avînd posibilitatea de a măsura tensiuni pînă la 32 V cu o eroare de digitizare de 125 mV și variații de tensiune sub 100 mV (sau 2,5 V) pe nivele de tensiune necunoscute cuprinse între 0 și 32 V, cu o eroare de digitizare sub 0,4 mV. Sînt posibili patru algoritmi de măsurare [2]:

A.1. Tensiuni față de masa interfeței mai mici de 2,5 V

- Se aleg următoarele condiții inițiale: cîștigul amplificatorului flotant $G=4$, $V_{FL} \approx 0$ ($0 < V_{FL} < 1/2 LSB_{FL}$), $V_{OS}=0$ V, $V_{D/A}=0$ V;

- Se conectează intrarea V_{IN} la masa interfeței și cu ajutorul circuitului de autozero se elimină decalajul dintre masa flotantă și masa interfeței cu o precizie de 0,6 mV;

- Se conectează intrarea V_{IN} la punctul de test și se face conversia A/D prin incrementare cu ajutorul convertorului D/AC (eroarea de digitizare ± 5 mV) — vezi exemplul 1, §6, [2].

A.2. Tensiuni față de masa interfeței mai mici de 32 V

- Se aleg următoarele condiții inițiale: cîștigul amplificatorului flotant $G=4$, $V_{FL} \approx 0$ ($0 < V_{FL} < 1/2 LSB_{FL}$), $V_{OS}=0$ V, $V_{D/A}=0$ V;

- Se conectează intrarea V_{IN} la punctul de test și se face conversia A/D prin incrementarea circuitului de masă flotantă (eroare de digitizare ± 74 mV) — vezi exemplul 2, §3, [2].

B.1. Variații de tensiune sub 100 mV pe nivele de tensiune necunoscute sub 32 V

- Se aleg următoarele condiții inițiale: cîștigul amplificatorului flotant $G=100$, $V_{FL} \approx 0$ V, $V_{OS}=0$ V, $V_{D/A}=0$ V;

- Se conectează intrarea V_{IN} la punctul de test și se incrementează nivelul masei flotante la nivelul necunoscut V_o cu o precizie de 125 mV (încetarea incrementării este semnalată microprocesorului prin schimbarea nivelului logic la ieșirea FLG) — vezi exemplul 2, secțiunea a, §3, [2];

- Se execută funcția de autozero realizîndu-se aducerea fină a nivelului masei flotante la nivelul necunoscut V_o cu o precizie de $\pm 0,3$ mV prin incrementarea convertorului AZR (încetarea incrementării este semnalată microprocesorului prin schimbarea nivelului logic la ieșirea FLG) — vezi exemplul 2, secțiunea b, §3, [2];

- Se determină modificarea tensiunii V_o în V_o^* astfel încît $V_o^* - V_o > 0$;

- Se măsoară $V_o^* - V_o$ prin incrementarea convertorului D/AC făcîndu-se conversia A/D cu o precizie de $\pm 0,2$ mV (încetarea incrementării este semnalată prin schimbarea nivelului logic la ieșirea FIG) — vezi exemplul 2, secțiunea c, §3, [2];

B.2. Variații de tensiune sub 2,5 V pe nivele de tensiune necunoscute sub 32 V

- Se aleg următoarele condiții inițiale: cîștigul amplificatorului flotant $G=4$, $V_{FL} \approx 0$ V, $V_{OS}=0$ V, $V_{D/A}=0$ V;

- Se repetă algoritmul B.1;

- Precizia conversiei A/D a variației $V_o^* - V_o$ este de ± 5 mV.

2.2. Algoritmii utilizați pentru testarea stabilizatorului ROB 305 [2], [3]

- Tensiunea de referință $V_{REF}=1,7$ V — algoritmul A.1.;

- Curentul de alimentare $I_B \approx 2$ mA — algoritmul B.2., vezi §5, [2];

- Tensiunea maximă de ieșire $V_o \approx 30$ V — algoritmul A.2.;

- Tensiunea minimă de ieșire $V_o \approx 5$ V — algoritmul A.2.;

- Stabilizările K_I și K_L : $\Delta V_o \approx 60$ mV — algoritmul B.1.;

- Tensiunea de sesizare a limitării curentului de ieșire $V_{SL} \approx 300$ mV — algoritmul B.2.

3. Structura programului de conducere a interfeței

Programul este concentrat spre conducerea interfeței avînd puține facilități de prelucrare a datelor. Utilizatorul are la dispoziție două tabele: un tabel de teste și un tabel cu valori măsurate în care microprocesorul înscrie identificatorul testului și valoarea parametrului măsurat. Pentru stabilizatorul monolitice ROB 305 programul și cele două tabele nu depășesc lungimea de 0,5 kocteți de memorie.

3.1. Utilizarea interfeței

Sistemul de învățare SID 80 folosește pentru comunicație cu utilizatorul o tastatură conținînd caracterele hexazecimale și un afișaj de patru cifre pe care se pot afișa caractere hexazecimale.

Interfața conține un singur buton de comandă denumit TESB (figura 1).

La punerea în funcțiune a interfeței, utilizatorul înscrie programul de conducere și tabelul de test după care inițializează interfața prin apăsarea butonului TESB, aducînd-o în starea de așteptare. Această stare este caracterizată prin deconectarea surselor programabile ($K_E = 0$, $K_L = 0$ figura 6, [2]), conectarea intrării interfeței la masă ($K_{IN} = 1$, figura 6, [2]), inițializarea convertoarelor D/A astfel încît $V_{FL} \approx 0$ V, $V_{OS} \approx 0$ V, $V_{D/A} = 0$ V (figura 2, [2]) și inițializarea surselor programabile $E = 0$ V, $I_L = 0$ mA (figura 6, [2]). La terminarea inițializării sistemul SID 80 afișează mesajul OH. În acest moment circuitul care urmează a fi testat se montează în soclul de măsură. La o nouă apăsare a butonului TESB sistemul SID 80 începe efectuarea teste-

lor. Dacă circuitul este bun sistemul afișează PASS. În cazul unui circuit defect testarea se întrerupe la testul care n-a fost trecut și se afișează FAIL.

3.2. Tabelul de teste

În acest tabel se înscriu pentru fiecare test identificatorul testului, condițiile de realizare a testului (cuvinte de programare pentru sursa de tensiune, respectiv cea de curent, VSW, ILW — figura 1, cuvintele de control CONF și INTC și valorile limită ale parametru-lui testat în hexazecimal. Pentru testarea circuitului ROB 305 s-a ales următorul identi-ficator (§7, [2]):

$$IDNT = \underbrace{B_7 B_6 B_5 B_4 B_3 B_2 B_1 B_0}_{\text{numărul testului}}$$

$B_3 = 0$ algoritm pentru tensiuni față de masă mai mici de 2,5 V

1 algoritm pentru tensiuni față de ma-să mai mari de 2,5 V

$B_2, B_1, B_0 = 100$ algoritm pentru măsura-re variațiilor de tensiune (algoritmii B.1. sau B.2) datorate sursei programa-bile de tensiune

010 algoritm pentru măsura-re variațiilor de tensiune (algoritmii B.1. sau B.2) datorate sarcinii pro-gramabile

001 algoritm pentru măsura-re variațiilor de tensiune (algoritmii B.1 sau B.2.) datorate schimbării con-figurației circuitului testat (comutare K_B sau K_{01} — figura 6, [2])

000 algoritm pentru măsura-re tensiunilor față de masă.

Terminatorul tabelului a primit valoarea hexazecimală TENT = FF.

Structura datelor pentru un test este urmă-toarea: TAB 1: IDNT 1

condiția 1 (VSW = valoarea inițială a sur-sei programabile de tensiune)

condiția 2 (ILW — valoarea inițială a sar-cinii programabile)

condiția 3 (CONF = cuvânt de control)

condiția 4 (INTC = cuvânt de control)

condiția 5 (VSW sau ILW sau INTC)

VAL MAX (valoarea maximă admisă pentru parametrul testat)

VAL MIN (valoarea minimă admisă pentru parametrul testat)

IDNT 2 (identificatorul testului 2)

În cazul unor teste în care se măsoară ten-siuni față de masă condiția 5 lipsește. În cazul în care VAL MAX sau VAL MIN nu sînt date de catalog, utilizatorul înscrie în locațiile repartizate valorile FFH, respectiv OOH.

3.3. Programul propriu-zis

Pentru reducerea dimensiunii, programul a fost realizat structurat. Programul principal apelează următoarele subrutine:

1) Subrutina TEST (contor în tabelul TAB 1) = subrutina care realizează testul propriu-zis. Contorul conține valoarea poziției în TAB1 a identificatorului testului curent din seria de teste care urmează a fi efectuată.

2) Subrutina WAIT (mesaj) = subrutina care trece interfața în starea de așteptare. Mesajele transmise pot fi: OH = interfață inițializată, PASS = circuit bun, FAIL = cir-cuit defect.

3) Subrutina INCR (adresă convertor, selec-tat, cuvînt de selecție a tranziției semnalului FLG luată în considerare) = subrutina care incrementează convertorul selectat pînă în momentul producerii tranziției așteptate pentru semnalul FLG. Convertoarele selectate pot fi FLL, AZR, D/AC.

4) Subrutina ASC (adresă convertor selec-tat, cuvînt de selecție a semnalului FLG) = subrutina care execută conversia A/D prin aproximații succesive. Această subrutină are avantajul că procesul de conversie A/D este mult mai rapid decît în cazul subrutinei INCR (în opt pași).

5) Subrutina OUT (adresă, date) = subrutina care transmite datele spre adresa selectată. Adresa poate fi adresa afișajului sistemului SID 80, adresele registrelor INTC și CONF sau a unuia dintre convertoarele FLL, AZR, D/AC.

6) Subrutina TIN (adresă) = subrutina care supraveghează eventuala apăsare a unei taste. Adresa poate fi adresa tastaturii sistemului SID 80 sau adresa butonului TESB.

Structura programului principal este urmă-toarea:

— inițializează: pointerul de stivă(regis-trul SP)

— cît timp: butonul TESB este neapăsat

repetă: -apelează subrutina TIN (TESB)

— apelează subrutina WAIT (OH)

Observație. Se execută inițializarea interfe-ței de test

ST: — cît timp: butonul TESB neapăsat

repetă: apelează: subrutina (TESB)

— inițializează: contorul de teste din TAB1

— cît timp: identificatorul testului curent nu este FF (terminator de serie de teste)

repetă: apelează subrutina TEST (contor din TAB 1)

incrementează: contorul de teste din TAB 1

— apelează: subrutina WAIT (PASS)

— salt: la adresa ST

Observație. Se începe o nouă serie de teste.

c. Structurile subrutinelor sînt următoarele :

1) Subrutina TEST (contor în tabelul TAB 1)

— citește : din TAB 1 identificatorul IDNT la poziția indicată de contor.

— citește : din TAB 1 condițiile 1, 2, 3 (VSW, ILW, CONF)

— transmite : la registrele corespunzătoare din interfața de test condițiile 1, 2, 3 (se folosește subrutina OUT)

— testează : biții B_3, B_2, B_1, B_0 ai identificatorului IDNT pentru a determina tipul algoritmului folosit în testul curent

— dacă : algoritm A.1 (tensiuni față de masa interfeței mai mici de 2,5 V)

atunci : apelează : subrutina ASC (adresa AZR, cuvînt de selecție a semnalului FLG=SUS)

Observație. Se face autozero față de masa interfeței.

— citește : din TAB 1 condiția 4 (INTC)

— transmite : condiția 4 spre registrul INTC din blocul de configurare (cu subrutina OUT)

— testează : biții B_7, B_6, B_5, B_4 ai identificatorului IDNT

— dacă : algoritm A.1. (tensiuni față de masă mai mici de 2,5V)

atunci : — apelează : subrutina ASC (convertor D/AC, cuvînt de selecție pentru semnalul FLG = SUS)

— salt : la adresa TT

Observație. Testul folosind algoritmul A.1. s-a terminat iar rezultatul conversiei FLL = conținutul registrului D/AC.

— apelează : subrutina INCR (convertor FLL, condiție de tranziție a semnalului FLG=SUS—JOS)

Observație. Pentru a reduce timpul de conversie se poate începe incrementarea de la o valoare apropiată de valoarea minimă a nivelului FLL așteptat.

— testează : biții B_3, B_2, B_1, B_0 ai identificatorului IDNT

— dacă : algoritm A.2 (tensiuni față de masă mai mici de 32 V)

atunci : salt : la adresa TT

Observație. Testul folosind algoritmul A.2. s-a terminat iar rezultatul conversiei VAL = conținutul registrului FLL

— apelează : subrutina ASC (convertor AZR, cuvînt de selecție a semnalului FLG=JOS)

— testează : biții B_3, B_2, B_1, B_0 ai identificatorului IDNT pentru a determina semnificația condiției 5(VSW, ILW sau INTC)

— transmite : condiția 5 în registrul corespunzător (cu subrutina OUT)

— apelează : subrutina ASC (convertor D/AC), cuvînt de selecție a semnalului FLG=SUS)

Observație. Testul folosind algoritmul B.1 sau B.2. s-a terminat iar rezultatul conversiei FLL = conținutul registrului D/AC.

TT : — atribuie : mesaj — OH

— dacă : FLL > VAL MAX sau FLL < VAL MIN

atunci : atribuie : mesaj = FAIL

— apelează : subrutina WAIT (mesaj)

— RETURN

2) Subrutina WAIT (mesaj)

Această subrutină trece interfața de test în starea de așteptare (§ 4.1)

— apelează : subrutina OUT (adresa INTC, INTW)

Observație. INTW = cuvîntul INTC corespunzător stării de așteptare ($K_{VS}=0, K_L=0, K_{IN}=0$).

— apelează : subrutina OUT (adresa ILW, ILW=0)

— apelează : subrutina OUT (adresa, FLL, FLL=0)

— apelează : subrutina OUT (adresa AZR, AZR=0)

— apelează : subrutina OUT (adresa D/AC, D/AC=0)

Observație. S-au transmis $I_L=0$ mA, $V_{FL}=0$ V, $V_{OS}=0$ V, $V_{D/A}=0$ V

— apelează : subrutina OUT (mesaj, adresa afișajului sistemului SID 80)

— dacă : mesajul = FAIL

atunci : salt în programul principal la adresa ST

— RETURN

3) Subrutina INCR (adresă convertor, cuvînt de selecție a tranziției semnalului FLG)

Subrutina incrementează convertorul selectat pînă cînd are loc tranziția selectată a semnalului FLG.

— inserie : în REG=OOH

Observație : REG=registru disponibil al microprocesorului.

— cit timp : nu se produce tranziția selectată a semnalului FLG

repetă : — incrementează : REG

— apelează : subrutina OUT (adresă convertor, REG)

— testează : semnalul FLG

— dacă : REG=FF

— atunci RETURN

— RETURN

4) Subrutina ASC (adresă convertor, cuvînt de selecție semnal FLG)

Subrutina realizează conversia A/D prin aproximații succesive.

— inserie : REG = OOH

Observație : REG = registru disponibil al microprocesorului

— pentru : $i = 7$ la 0, pas = -1

— setează : B_i

Observație. B_i = bitul indice i al registrului REG

— apelează : subrutina OUT (adresă convertor, REG)

- **testează** : semnalul FLG
- **dacă** : semnalul FLG își schimbă nivelul selectat
- **atunci** : resetează *i*
- **următorul i**
- **RETURN**

5) Subrutinele OUT, TIN

Sînt subrutine de comunicație cu interfața de test. Datele sînt transmise cu instrucțiunile OUT sau IN ale microprocesorului 8080 în porturile selectate ale interfeței paralel 8255. Pentru subrutina TIN se recomandă ieșirea din subrutină la eliberarea tastei.

- **cît timp** : tasta neapăsată
- **repetă** : testează tasta
- **cît timp** : tasta apăsată
- **repetă** : testează tasta
- **RETURN**

5. Posibilități de dezvoltare a programului

Programul poate fi dezvoltat prin introducerea unor facilități privind conversia din hexazecimal în zecimal, calculul stabilizărilor, acceptarea valorilor limită în zecimal etc.

CZ 621.316.3 : 538.5

6. Concluzii

Programul prezentat în această lucrare tratează în mod special implementarea algoritmilor de testare pentru stabilizatorul monolitic ROB 305. Pentru a ocupa o zonă de memorie cît mai mică (de aproximativ 0,5 kocteți) s-a renunțat la o serie de facilități de prelucrare a datelor.

Cu acest program durata unei serii de teste (7 teste) pentru stabilizatorul ROB 305 nu depășește 1 secundă.

Bibliografie

- [1] CCSIT—CE, Manual de utilizare pentru sistemul SID 80, 1984
- [2] Tudosă, R., ș.a. Sistem automat de testare a stabilizatorului monolitic ROB 305 : (I) Interfața de test. E.E.A. — Automatica și electronica, vol. 28, nr. 4 (decembrie 1984), p. 147—152.
- [3] CCSIT—CE, Catalog de componente electronice semiconductoare, p. 348—356, București, 1980.

C.A.D.
LAYOUT
D.R.C.

Program pentru operații logice cu măștile circuitelor integrate

CARMEN COTOFANĂ, SORIN COTOFANĂ* — BUCUREȘTI

Introducere

În cadrul procesului de proiectare a circuitelor integrate o etapă deosebit de importantă este cea de verificare a corectitudinii proiectării.

Pe parcursul ei se fac și verificări legate de respectarea cerințelor tehnologice, de conectivitate și se poate extrage schema electrică a circuitului pornind de la măști.

Fazele enumerate mai sus au la bază programe care realizează operații booleene de tip SI, SAU, SAU EXCLUSIV, DIFERENȚĂ LOGICĂ între diferite măști ale circuitului integrat analizat.

Există două principii diferite de abordare a problemei :

Fiecare mască este transformată într-o matrice bidimensională de biți ce reprezintă puncte transparente sau opace ale acesteia și apoi se execută operații logice la nivel de bit între matricile obținute. Metoda este conceptual simplă dar prezintă dezavantajul major că nu poate opera cu precizie în cazul în care măștile

circuitului conțin și unghiuri diferite de 90 grade.

Figurile geometrice care descriu topologia măștilor sînt descompuse în segmente, iar în continuare se operează numai cu mulțimea de segmente obținută. Metoda este mai complicată dar prezintă avantajul că elimină restricțiile impuse de prima abordare a problemei, iar o implementare eficientă o apropie ca performanțe de metoda 1.

Lucrarea prezintă un program pentru operații logice cu măștile circuitelor integrate ce implementează într-un mod original a doua metodă de abordare a problemei propuse. Programul a fost implementat pentru calculatoare din familia CORAL (INDEPENDENT) în PASCAL și este compatibil din punct de vedere al datelor de intrare/ieșire cu sistemul de proiectare asistată de calculator a circuitelor integrate din CCSIT—CE (DIGMINI).

1. Prezentarea programului

Programul pentru operații booleene cu măștile circuitelor integrate acceptă la intrare fișiere care descriu topologia acestora și furnizează la ieșire un fișier de același tip ce speci-

* Centrul de Cercetare științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

fică rezultatul operației cerute. Structura programului este prezentată în figura 1.

Din punct de vedere conceptual prelucrările executate de program pot fi despărțite în trei etape :

- Descompunerea în segmente.
- Sortarea segmentelor.
- Efectuarea operației logice.

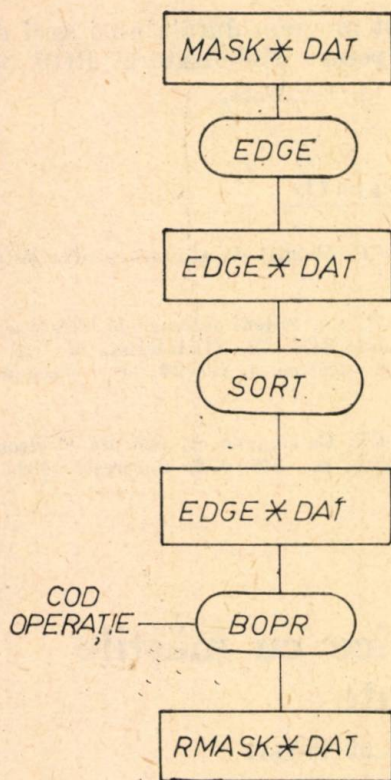


Fig. 1. Structura programului pentru operații logice cu măștile circuitelor integrate.

Etapele de calcul sunt prezentate în continuare în mod detaliat.

1.1. Descompunerea în segmente

Această etapă are drept scop trecerea de la formatul de reprezentare a măștilor acceptat de sistemul de proiectare DIGMINI, la o reprezentare prin segmente.

În acest scop contururile primitivelor geometrice ce descriu topologia măștilor sunt orientate în sens antiorar și apoi sunt descompuse în segmentele componente. Segmentele obținute sunt memorate într-un fișier de tip EDGEFILE pe disc. Nu se rețin segmentele verticale deoarece furnizează informații redundante.

Pentru reținerea tuturor informațiilor topologice din fișierele de măști (MASKFILE) o înregistrare din fișierele de segmente trebuie să conțină următoarele informații despre segmentul pe care îl reprezintă :

- coordonatele capetelor segmentului;
- orientarea segmentului;

— numărul asociat figurii din care a fost extras;

— codul măștii căreia îi aparține.

1.2. Sortare

Pentru minimizarea timpului de calcul afectat etapei finale a programului și pentru simplificarea algoritmului utilizat în cadrul acesteia fișierele de segmente obținute la etapa 1 trebuie ordonate. Pentru aceasta se folosește o relație de ordine lexicografică dictată de :

— coordonatele x, y ale capătului din stnga al segmentului;

— panta segmentului.

Astfel segmentele sunt sortate după X crescător, iar la valori egale, după Y crescător și în ultima instanță după pantă. Pentru implementarea pasului 2 s-a folosit un algorit de sortare rapidă de complexitate $O(n \log(n))$ [1].

1.3. Efectuarea operației booleene

Pentru calcularea rezultatului operației booleene aplicate măștilor de intrare sunt necesare următoarele faze de prelucrare :

1. Se calculează toate punctele de intersecție dintre segmentele ce specifică topologia măștilor afectate în calcul și se descompun segmentele ce se intersectează în noile segmente obținute [2]. Astfel se obține o mulțime de segmente care nu au puncte comune decât cel mult la capete.

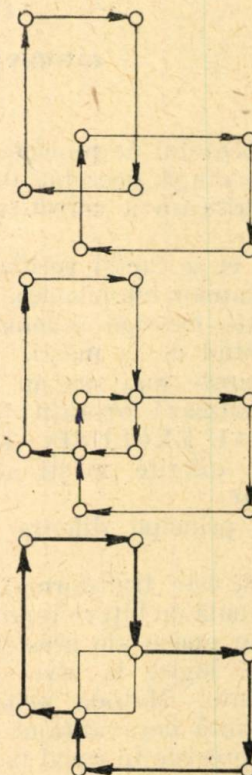


Fig. 2. Modul de execuție a reuniunii a două dreptunghiuri, ca exemplu de operație logică efectuată.

2. Se decide care submulțime a mulțimii obținute în faza anterioară este vizibilă, adică reprezintă frontierele dintre regiunile opace și transparente ale măștii obținute în urma operației logice specificate.

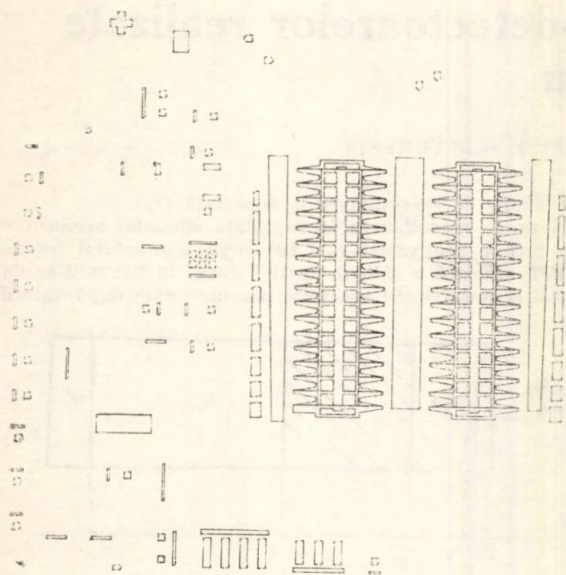


Fig. 3. Exemplu concret de mască de circuit integrat.

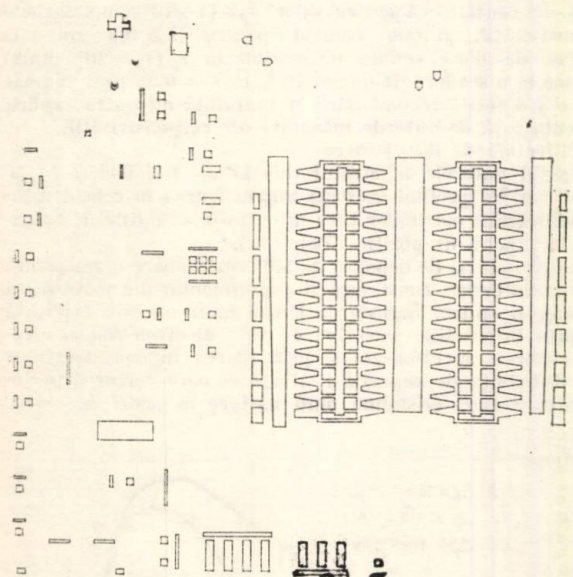


Fig. 4. Rezultatul aplicării operației SAU logic asupra entităților ce compun masca din fig. 3.

3. Pornind de la submulțimea de segmente vizibile se construiesc figurile geometrice ce definesc masca rezultat. Astfel, fișierul de ieșire furnizat de program este compatibil cu sistemul de proiectare DIGMINI și se poate prelucra în continuare în contextul oferit de acesta.

În figura 2 este prezentat un exemplu simplu de reuniune între două dreptunghiuri reliefindu-se mulțimile de segmente prelucrate în fiecare fază :

- segmente de intrare
- segmente fără puncte de intersecție
- segmente vizibile.

2. Concluzii

Programul prezentat se poate utiliza la implementarea unui sistem de verificare a cerințelor tehnologice pentru măștile circuitelor integrate.

O aplicație imediată este legată de eliminarea liniilor interioare datorate intersecțiilor de poligoane de pe aceeași mască. Această operație are o importanță deosebită deoarece elimină erorile de exfoliere a rubylith-ului și mărește acuratețea desenului măștilor pe rubylith.

În figura 3 este prezentat un exemplu de mască de circuit integrat care, prin modul de definire a topologiei sale conține intersecții de poligoane. Figura 4 prezintă rezultatul procesării măștii din figura 3 cu programul prezentat, prin aplicarea operației SAU între suprafețele geometriilor ce definesc structura măștii.

Procesarea măștii a fost făcută pe un minicalculator de tip CORAL 4030, exemplul conținând 700 segmente neverticale și a necesitat următorii timpi de calcul :

— descompunere	20 s
— sortare	5 s
— operație SAU	65 s
Total	90 s

Bibliografie

- [1] D. E. Knuth „The Art of Computer Programing vol. 3 : Sorting and Searching” Reading, MA : Addison - Wesley, 1973.
- [2] J. L. Bentley, T. A. Ottman „Algorithms for Reporting and Counting Geometric Intersections” IEEE Transaction on Computers. Vol. 6-28, No. 9 Sept. 1979 pp. 643-647.

CZ 535:538.61

FOTODIODĂ
LIMITARE RĂSPUNS SPECTRAL
EFECTE DE DOPAJ MARE

Mecanismele de limitare la lungimi de undă scurte a răspunsului spectral al fotodetectorilor realizate pe siliciu

MUNIZER PURICA, ELENA BUDIANU — BUCUREȘTI

Particularitățile absorbției fundamentale a radiației în siliciu duc la limitări în răspunsul fotodetectorilor la marginile intervalului spectral, corespunzător structurii de benzi. Pentru fotodetectorii realizate pe siliciu domeniul spectral determinat de absorbția fundamentală este $(0,2 \div 1,15) \mu\text{m}$. Cercetările noastre anterioare au fost orientate spre realizarea fotodetectorilor pentru domeniul vizibil și infraroșu apropiat.

Extinderea aplicațiilor care utilizează radiația ultravioletă (UV) necesită fotodetectorii optimizați la lungimi de undă scurte ($\lambda \leq 0,4 \mu\text{m}$). Utilizarea siliciului la realizarea unor astfel de detectoare fiind avantajoasă din punct de vedere tehnologic, presupune o cunoaștere detaliată a proceselor de generare-recombinare în straturi puternic dopate și de colectare a purtătorilor fotogenerați la joncțiunea $p-n$ difuzată.

La lungimi de undă scurte $(0,2 \div 0,4) \mu\text{m}$ coeficientul de absorbție (α) în siliciu este cu două ordine de mărime mai mare decât în vizibil și cu patru ordine de mărime mai mare decât în infraroșu apropiat [1]. Absorbția puternică în UV este determinată și de apariția tranzițiilor directe bandă-bandă fiind de așteptat o eficiență cuantică de $\approx 67\%$. Experimental pentru structuri de fotodiode neoptimizate s-a evaluat din măsurători de responsivitate o eficiență cuantică de 18% . Deteriorarea răspunsului fotodiodelor pe siliciu la lungimi de undă mici, observată de mai mulți autori a fost explicată de unii dintre ei numai prin pierderile datorită recombinării la suprafață dispozitivului [2]. Alți autori explică neconcordanța prin rata mare de recombinare în stratul superficial puternic dopat în care are loc absorbția radiației UV [3], considerind un timp de viață de ordinul zecilor de picosecunde, valori care n-au fost confirmate experimental.

În lucrare se prezintă un model de calcul al eficienței cuantice care ține seama de efectele de dopaj mare în stratul difuzat și care explică valorile mici ale responsivității în UV observate experimental.

1. Model de calcul

Eficiența cuantică, η , a unei fotodiode P^+N iluminată staționar este determinată de colectarea purtătorilor fotogenerați în regiunea difuzată ($x_0 < x < x_j$), de drift ($x_j < x < x_j + w_T$) și în regiunea neutră a substratului ($x_j + w_T < x < x_j + w_T + x_n$), figura 1. Răspunsul spectral al fotodiodei se determină calculând responsivitatea $R = \eta \lambda / 1240$ la fiecare lungime de undă în domeniul de interes. Pentru lungimile de undă $\lambda \leq 0,4 \mu\text{m}$ la care adâncimea de pătrundere $1/\alpha \leq 0,125 \mu\text{m}$ răspunsul este determinat de caracteristicile zonei puternic dopate a regiunii difuzate, p^+ . La $\lambda > 0,4 \mu\text{m}$ contribuția regiunii difuzate scade drastic (rata de generare optică $\leq 18\%$) predominând răspunsul de la celelalte regiuni. Se utilizează pentru calculul responsivității relațiile date în [4] pentru regiunea de drift și cea de tip N .

În continuare se prezintă analiza pe calculator a influenței mărimilor fizice caracteristice stratului difuzat în special efectele de dopaj mare asupra răspunsului spectral în UV.

a. Viteza de recombinare la suprafață (s_p)

Viteza de recombinare la suprafața siliciului acoperit cu SiO_2 termic are valori $s_p < 10^4 \text{ cm/s}$, contactului metallic fiindu-i asociată o valoare de 10^{11} cm/s . În figura 2 se dau curbele responsivității spectrale parametrizate după valorile

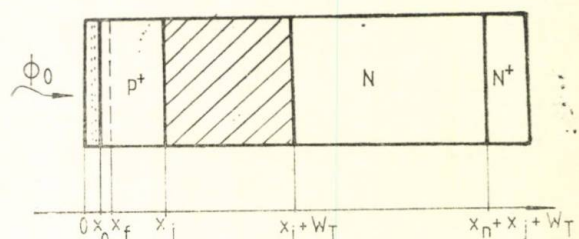


Fig. 1. Modelul fizic unidimensional pentru fotodiodă.

lui s_p . Se constată că pentru valori $s_p \in (1 \div 10^2) \text{ cm/s}$ curbele responsivității, practic coincid pentru $\lambda \geq 0,5 \mu\text{m}$. O creștere de două ordine de mărime în s_p ($s_p = 10^4 \text{ cm/s}$) conduce la o scădere de numai 10% la $\lambda = 0,35 \mu\text{m}$. Numai scăderea datorită recombinării la suprafață nu poate explica diferența față de valorile măsurate ale responsivității.

b. Efectele de dopaj mare

Dopajul puternic în stratul difuzat al fotodiodei, $N_A \geq 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ și profilul acestuia impun luarea în considerare a modificărilor mărimilor care intervin în ecuațiile de transport în funcție de poziție $E(x)$, $L(x)$.

La nivele mari de dopaj $N > 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ apare o micșorare a benzii interzise, constatată și experimental din măsurători electrice și optice. Îngustarea benzii interzise este explicată [5] prin interacțiile colective de tip: electron-donor, electron-electron, electron-gol și prin luarea în considerare a unei distribuții de impurități aleatoare care perturbă periodicitatea rețelei cristaline dînd naștere la „cozi de stări”

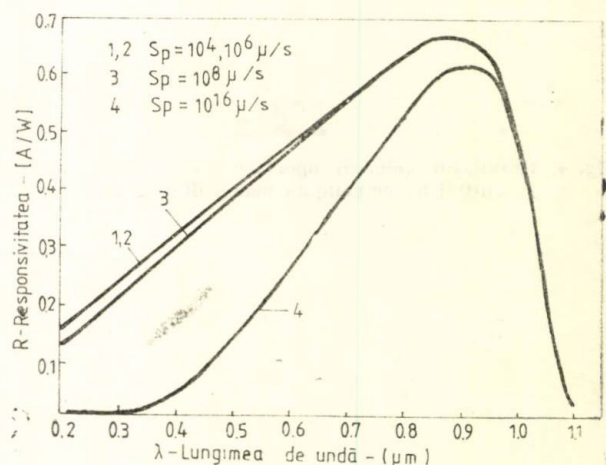


Fig. 2. Curbele spectrale calculate cu viteza de recombinare la suprafață ca parametru.

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice—București

energetice în banda interzisă. Ca efect, relația de la echilibru $n_0 \cdot p_0 = n_i^2$ nu mai este valabilă fiind necesară introducerea unei concentrații intrinseci efective n_{ie} astfel ca forma relației să se mențină $n_{ie}^2 = N(x) \cdot n_0$, unde $N(x)$ este concentrația de impurități, iar n_0 este concentrația de purtători minoritari la echilibru.

Pentru a introduce aceste efecte în ecuațiile de transport elastice, se generează o concentrație de impurități efectivă de forma:

$$N_{ef}(x) = \frac{N(x)}{\left(\frac{n_{ie}}{n_i}\right)^2}; \quad n_{ie}^2 = n_i^2 \exp(\Delta E_g / KT) \cdot g,$$

unde ΔE_g este îngustarea benzii interzise determinată din măsurători electrice iar g este un factor subunitar care ia în considerare degenerarea golurilor majoritare în condițiile utilizării statisticii Fermi-Dirac

$$g = F_{1/2} \left(\frac{E_f - E_c}{kT} \right) / \exp \left(\frac{E_f - E_c}{kT} \right)$$

$F_{1/2}$ — integrala Fermi de ordinul 1/2. Pe baza lui N_{ef} se exprimă cîmpul din stratul difuzat cu relația:

$$E = \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{N_{ef}(x)} \cdot \frac{dN_{ef}(x)}{dx}$$

Dopajul efectiv $N_{ef}(x)$, figura 3 s-a calculat în două moduri diferite. S-a utilizat raportul $(n_{ie}/n_i)^2$ din curbele calculate în [6] pe baza statisticii Maxwell-Boltzmann și curba rezultată pentru N_{ef} este (2) din figura 3. Curba (3) s-a trasat utilizînd valori experimentale pentru ΔE_g și calculate pentru g .

Cîmpul calculat pe baza dopajului efectiv are valori pozitive, fiind cîmp de frînare pe o distanță de la suprafața de 0,1 μm pentru primul mod de calcul și 0,4 μm pentru modul al doilea. Pentru restul regiunii difuzate valorile negative indică accelerarea purtătorilor spre joncțiune.

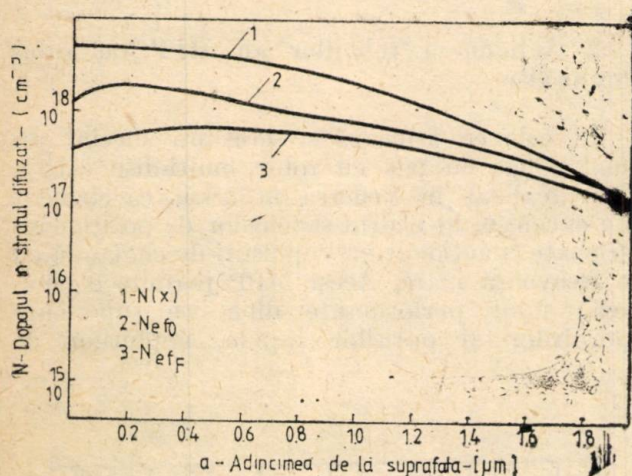


Fig. 3. Concentrația de impurități în funcție de distanța de la suprafață:

1 — concentrația de impurități din stratul difuzat $N(x)$;
2, 3 — concentrația efectivă de impurități calculată pe baza efectelor de dopaj mare.

Pentru contribuția regiunii difuzate la responsivitate, în calcul s-au luat pentru lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari de neechilibru valori dependente de dopaj. Aceste

au rezultat din [7] în care sînt determinate valorile timpului de viață în stratul difuzat al unei joncțiuni p^+-n . Pentru zona cu cîmp de frînare care corespunde unui dopaj mare s-a luat în calcul un timp de viață de 2,3 ns. Pentru restul regiunii difuzate aceasta fiind de 29 ns. Curbele obținute sînt date în figura 4.

În această figură, curba 1 este calculată fără a lua în considerare efectele de dopaj mare. Curbele 2 și 3 sînt calculate luînd în considerare efectele de dopaj mare și corespund curbelor (2) respectiv (3) pentru N_{ef} . Se observă că cele două moduri de calcul pentru responsivitate dau valori similare de ordinul 0,05 A/W pînă la $\lambda = 0,32 \mu\text{m}$ și apar valori diferite pentru $0,32 < \lambda < 0,53 \mu\text{m}$. Începînd cu $\lambda = 0,5 \mu\text{m}$ curbele se suprapun peste curba răspunsului spectral unde nu s-au luat în considerare efectele de dopaj mare (curba 1 din fig. 4).

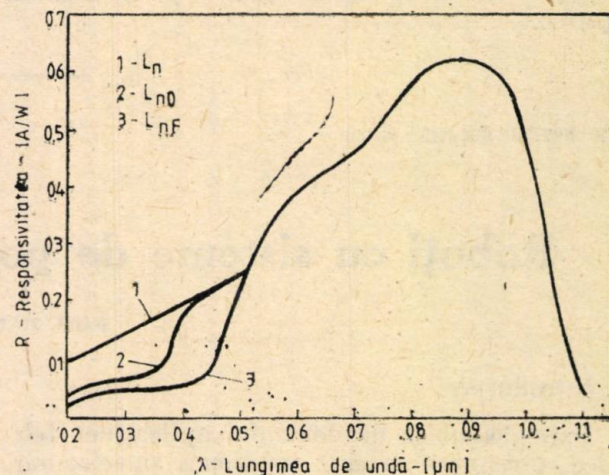


Fig. 4. Curbele spectrale calculate pentru distribuțiile de impurități în stratul difuzat trasate în fig. 3.

3. Măsurători pe fotodiode realizate

Pentru fotodiode cu parametri tehnologici: $A = 5 \text{ mm}^2$, $x_j = 4 \mu\text{m}$, $\rho_N = 100 \Omega \text{ cm}$, grosimea plachetei = 220 μm , $N_s = 5 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, s-au efectuat măsurători de răspuns spectral la o polarizare inversă aplicată pe fotodiodă de 10V. Grosimea w_T a regiunii de sarcină spațială la tensiunea inversă de 10V este de 16 μm .

Pentru domeniul UV s-a folosit ca sursă de radiație o lampă cu vapori de mercur de 125 W, tip 0372 E27 iar pentru vizibil și infraroșu o lampă cu filament de tungsten alimentată stabilizat pentru o temperatură de culoare $T_c = 2856^\circ\text{K}$ corespunzătoare standardului de iluminare A. S-au utilizat filtre interferențiale pentru lungimi de undă în domeniul 0,2÷1,1 μm la intervale de 50 nm.

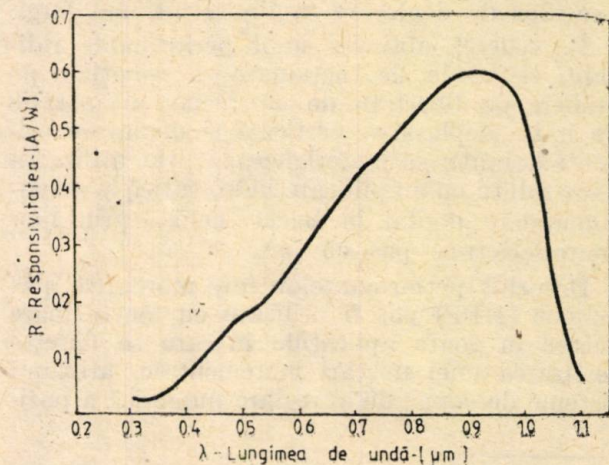


Fig. 5. Curba spectrală experimentală pentru o fotodiodă.

Valorile responsivității sînt cele date în curba din figura 5. Se constată valori ale responsivității de 0,03 A/W la $\lambda < 0,4 \mu\text{m}$ cu maximul la $0,9 \mu\text{m}$ fotodiodele nefiind optimizate pentru UV. Valorile obținute sînt în concordanță cu valorile calculate pentru R, date în curba 3 din figura 4.

Concluzii

Modelul de calcul al responsivității spectrale a fotodiode-
lor explică valorile obținute experimental în domeniul UV.

Limitarea răspunsului este dată de efectele de dopaj mare în regiunea difuzată care conduc la un cîmp de frinare în vecinătatea suprafeței și la valori ale timpului de viață de ordinul nanosecundelor și dependente de dopaj. Curbele obținute concordă cu valorile măsurate pe tot domeniul spectral.

Bibliografie

- [1] H. R. Philipp, E.A. Taft, Phys. Rev., vol. **120**, p. 37–38, Oct. 1, 1960.
- [2] A. B. Bhattacharyya, A. K. Tagore, Electron. Lett., vol. **7**, p. 231–233, 1971.
- [3] B. Dak, F. P. Smith, J. Appl. Phys., vol. **32**, p. 1377–1381, 1961.
- [4] E. Budianu, M. Purica, M. Arie, E.E.A. Automatica și Electronica, nr. 1, Martie, 1983.
- [5] D. S. Lee, J. G. Fossum, I.E.E.E.-Trans. Electron. Devices, vol. **ED-30**, no. 6, p. 626–634, Jun., 1983.
- [6] R. J. Van Overstraeten, H. J. DeMam, R. Merlens, I.E.E.E. Trans. Electron Devices, vol. **ED-20**, no. 3, March, 1973.
- [7] D. J. Roulston, N. D. Arora, S. Chamberlain, I.E.E.E. Trans. Electron. Devices vol. **ED-29**, no. 2, Feb., 1982.

CZ 007.52 : 621.315 : 621.8

ROBOȚI INDUSTRIALI
SISTEME DE COMANDĂ
ACȚIONĂRI ELECTRICE

Roboți cu sisteme de poziționare de mare precizie

EMIL BALAURE* — IAȘI

Introducere

Spre deosebire de domeniul aplicațiilor tehnice, obișnuite, în care problema surselor-motoare este deplin clarificată cu soluții particulare pentru fiecare subdomeniu, în soluțiile de acționare a roboților industriali, problemele sînt mult mai complexe, solicitînd o serie de particularități și caracteristici specifice.

Concretizînd în cîteva idei, se poate spune că motoarele pentru acționarea modulelor roboților industriali trebuie să dezvolte cupluri sau forțe motoare ridicate la gabarite reduse, prezentînd siguranța execuției comenzii precum și stabilitatea sistemului la perturbații exterioare între două comenzi succesive de poziționare. Motoarele pentru aplicațiile robotice trebuie să fie compatibile cu comanda program, acceptînd programarea vitezelor și accelerațiilor de deplasare în limite cît mai largi.

În vederea obținerii unor performanțe ridicate, sistemele de acționare a roboților pe gradele de libertate de efort maxim (rotație de bază, deplasarea verticală și deplasare orizontală braț), se materializează prin utilizarea unor soluții cu amplificare hidrostatică și servo-comandate digital în buclă închisă prin motoare electrice pas cu pas.

Datorită performanțelor lor, motoarele pas cu pas (MPP) pot fi utilizate cu foarte mare succes în toate aplicațiile în care se dorește realizarea unei mișcări incrementale, utilizînd sisteme de comandă și reglare numerică a pozi-

ționării. Avantajele utilizării, la realizarea sistemelor de poziționare, a acționărilor pas cu pas, în locul celor de curent continuu, sînt prezentate în tabelul 1.

Sistemele de acționare de tipul pas cu pas asigură performanțe dinamice bune și oferă posibilitatea realizării unor poziționări de precizie, fiind în același timp compatibile cu sistemele de conducere numerică a roboților industriali.

2. Acționarea roboților cu MPP cu rotor multi-disc

În cele ce urmează se prezintă succint un motor pas cu pas cu rotor multi-disc care a fost realizat în vederea utilizării, ca element de execuție, în cadrul sistemelor de poziționare și poate fi acționat cu impulsuri de comandă cu o frecvență mare. Acest MPP permite obținerea: unor performanțe dinamice superioare pornirilor și opririlor rapide, cuplurilor de

Tabelul 1

MOTOR	VITEZE	CUPLURI	PANDAMENT	SCHEME DE COMANDĂ	TRADUCTORE	TRANSMISIA	SIGURANȚA ÎN FUNCȚIONARE	SENSIBILITATE LA MEDIU	REZOLUTIA MISCARII	PREȚ DE COST
MPP	mici	mici	mediu	simplă	pot lipsi	simplă	bună	mică	fără	mediu
MCC	mari	mari	mare	complexă	poziție viteză curent	complexă	medie	mare	medie	mare

* Întreprinderea mecanică „Nicolina” — Iași

lucru mari, rezoluțiilor și preciziilor de poziționare foarte bune.

Axul principal al MPP cu rotor multi-disc este prevăzut cu cinci rotoare disc. Aceste rotoare se mișcă în cavități formate de fețele statoarelor, în care se găsesc incluse înfășurările electromagnetice. Ambele fețe ale statoarelor și rotoarelor prezintă axe radiale și porțiuni plate.

Poziționarea rotoarelor-disc este realizată de tendința lor de a ocupa poziția în care reluctanța circuitului magnetic este minimă.

Fețele rotoarelor au 24 porțiuni plate despărțite de axe radiale.

În cazul MPP cu rotor multi-disc, datorită decalajului spațial al rotoarelor se pot folosi noi metode de alimentare. Dacă două rotoare succesive sînt decalate între ele cu 3° iar ultimul este decalat față de primul cu 12°, în

Caracteristicile motorului au fost obținute experimental. La pornire frecvența este de 1000 pași/s iar viteza de rotație 1,5°/ms. O înfășurare va face un ciclu complet (alimentată-nealimentată) în 10 ms, adică în timpul necesar pentru executarea de către motor a 10 pași. Dacă frecvența impulsurilor crește la 10.000 pași/s, viteza motorului va deveni 2500 rot/min, fiind necesară o perioadă de 100 μs pentru fiecare pas, considerînd 1 ms pentru fiecare ciclu de excitare al unei înfășurări.

Rotorul se poate stabili într-o poziție specifică de reluctanță minimă, chiar dacă execută o mișcare cu cinci pași în afara poziției comandate.

Utilizînd MPP cu rotor multi-disc se previne pierderea sincronismului la pornire și oprire, se exclude „pierderea de pași”, se reduce inerția,

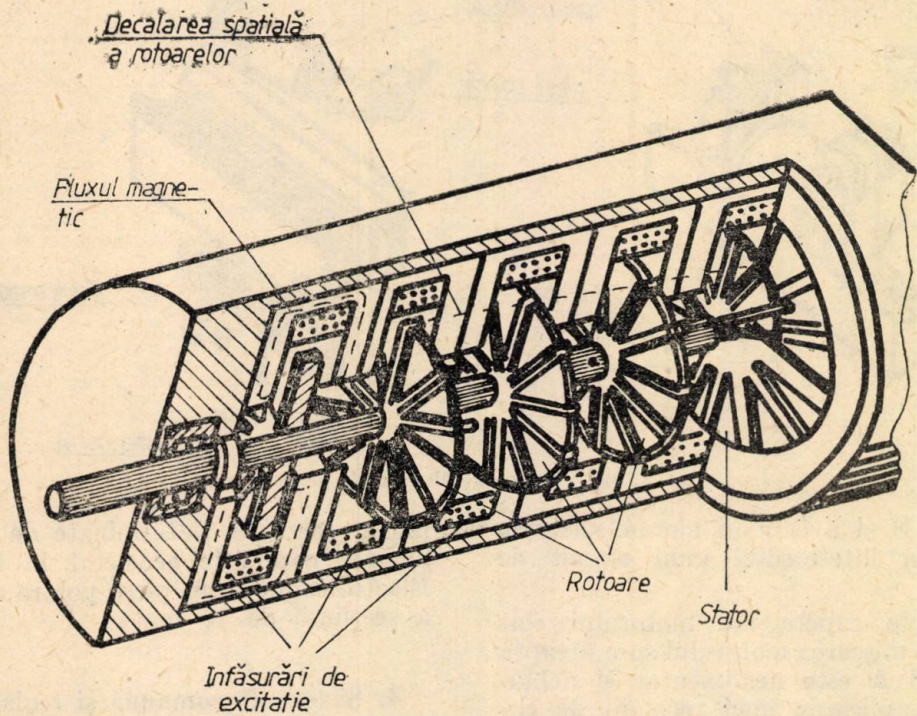


Fig. 1. Motorul pas cu pas cu rotor multi-disc.

schimb, statoarele sînt nedecalate spațial și prezintă o aliniere perfectă. Înfășurările sînt alimentate în secvența 2—3—2, așa că fiecare înfășurare este alimentată o perioadă mai mare decît perioada de timp necesară executării unui pas. Frecvența comutării alimentării este 1/10 din frecvența pășirii. Pasul rotorului este 1,5°, adică jumătate din decalajul spațial la două rotoare succesive, la fiecare impuls electric de intrare.

În figura 1 este prezentată vederea de ansamblu, în secțiunea parțială, a MPP cu rotor multi-disc.

se reduc șocurile, se evită blocarea motorului, se obține o rezoluție bună și o precizie foarte mare.

3. Acționarea organelor mobile ale roboților cu MPP liniare cu tub piezo-electric ceramic

În figura 2 se prezintă un MPP liniar cu tub piezo-electric ceramic, destinat acționării organelor mobile ale roboților, care asigură obținerea unor performanțe superioare și, în special, a unor poziționări de mare precizie. Acest motor permite realizarea unei viteze de 10 pași/s

iar pasul are valori cuprinse între $0,1 \mu\text{m}$ și $5 \mu\text{m}$.

Elementul de comandă îl constituie tubul piezo-electric ceramic care se extinde sau comprimă dacă se aplică o tensiune continuă între capetele lui. Tubul piezo-electric se fixează între doi electromagneți A și B a căror piese polare conice se montează pe un bloc metalic laminat în formă de V. Această formă de contact acționează ca un dispozitiv de blocare când electromagnetul asociat este alimentat ca și un lagăr când electromagnetul respectiv nu este alimentat. Excitarea secvențială a electro-

alimentării electromagneților A și B în ordine inversă.

Mărimea pasului este extrem de mică și este ajustabilă între $0,1 \mu\text{m}$ și $5 \mu\text{m}$. Ea depinde de tensiunea de alimentare a tubului piezo-electric. La oprirea motorului fiecare din capete poate fi poziționat cu o precizie de $0,01 \mu\text{m}$. Practic viteza maximă este aproximativ 10 pași/s sau $50 \mu\text{m/s}$. Pentru atingerea unor viteze mai mari piesele polare se realizează din ferite.

Cel puțin 75% din forța de acționare a electromagneților este disponibilă pentru a mișca o sarcină exterioară iar restul contribuie la echili-

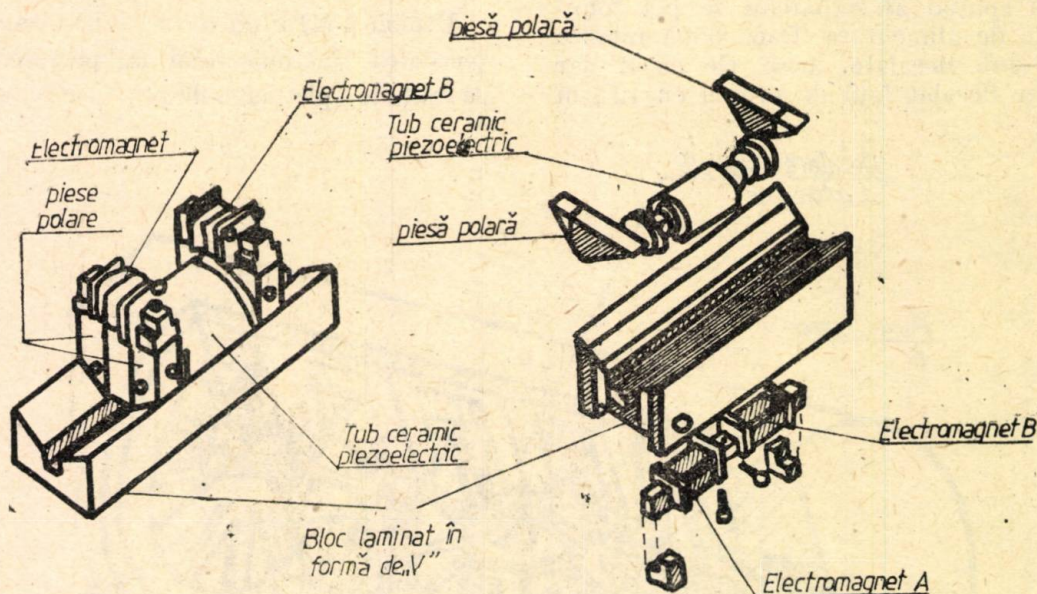


Fig. 2. MPP liniar cu tub ceramic piezoelectric.

magneților A, B și a tubului piezo-electric se efectuează prin intermediul unui circuit de comandă.

Inițial ambele capete ale motorului sînt blocate. Pentru mișcarea motorului spre dreapta electromagnetul A este nealimentat și nebloca. Astfel la aplicarea unei tensiuni de comandă, tubul piezo-electric se scurtează cu o lungime care depinde de valoarea tensiunii respective iar capătul A, fiind liber să gliseze, va fi deplasat spre dreapta, cu aceeași lungime. În noua poziție electromagnetul A este alimentat și blocat iar electromagnetul B este nealimentat și liber să efectueze mișcarea spre dreapta. Când tensiunea de alimentare este întreruptă, tubul piezo-electric revine la lungimea inițială iar capătul B va fi deplasat spre dreapta. În final pentru a realiza un ciclu complet de funcționare, electromagnetul B este alimentat din nou. În urma repetării acestui ciclu de funcționare motorul pas cu pas liniar pășește de-a lungul blocului laminat în formă de V. Mișcarea este reversată prin comutarea

brarea reacțiilor determinate de masa celui alt magnet care este accelerat în timpul pășirii. Electromagneții au piese polare cu o suprafață a secțiunii de 40 mm^2 .

4. Sistem de comandă și reglare numerică a acționărilor electrice ale roboților industriali

Sistemul de comandă și reglare numerică a acționărilor electrice ale RI, prezentat în figura 4, constă dintr-un MPP, un bloc de comandă și alimentare, un regulator (fig. 3) care asigură obținerea poziționării și vitezei dorite și un traductor.

În condițiile utilizării MPP și sistemului de comandă și reglare numerică a acționărilor electrice, prezentate în cadrul acestei lucrări, se pot aplica cu deosebit succes metode de amortizare bazate pe combinarea procedeelor electronice și electromagnetice, ceea ce contribuie esențial la obținerea unor poziționări de mare precizie și a unor performanțe ridicate.

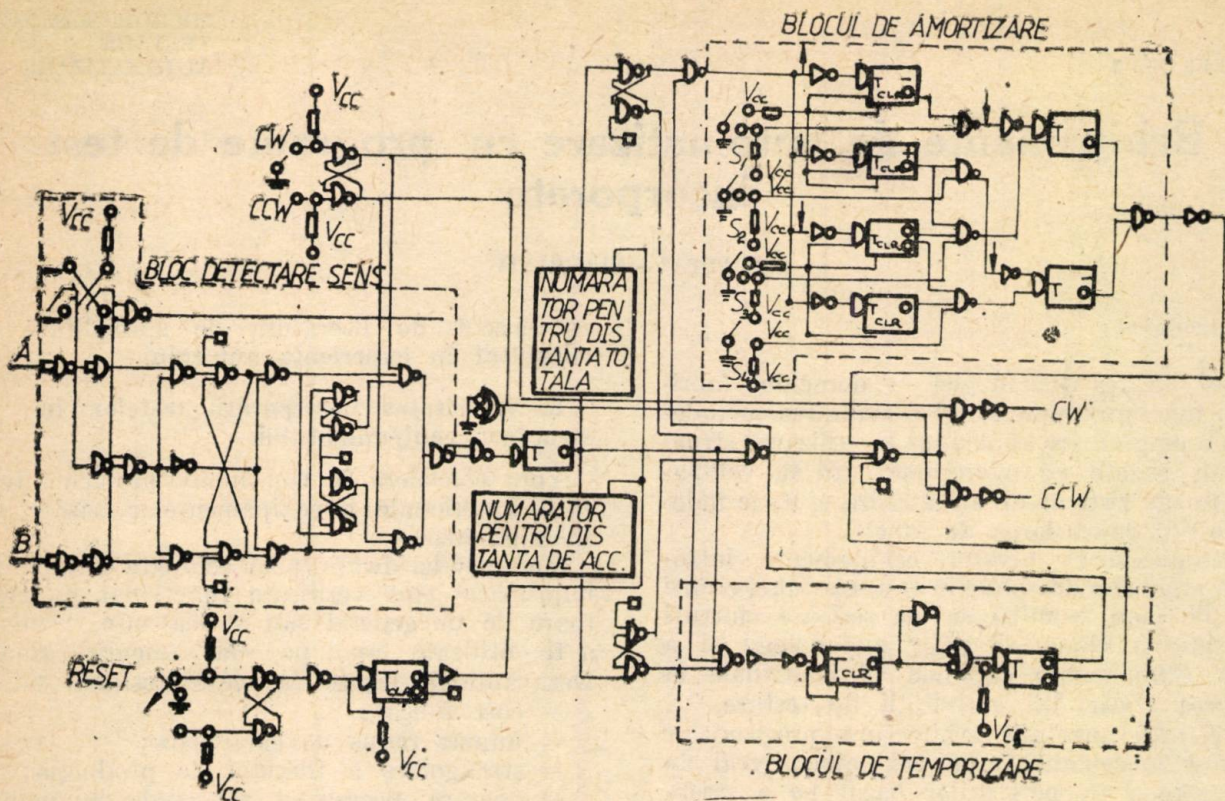


Fig. 3. Regulatorul.

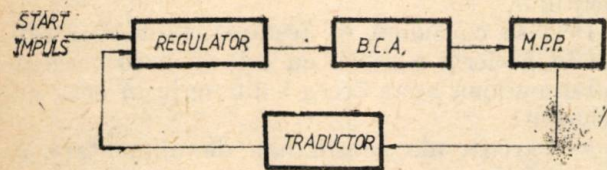


Fig. 4. Schema-bloc a sistemului de comandă și reglare numerică a acțiunilor electrice ale rotorului.

5. Concluzii

Sistemele de acționare ale roboților industriali realizate pe baza soluțiilor prezentate în cadrul acestei lucrări permit: obținerea unor performanțe dinamice mult îmbunătățite față de cele ale sistemelor cunoscute pînă în prezent, realizarea poziționărilor de mare precizie, atingerea unor viteze superioare de către MPP, obținerea unor cupluri relativ mari,

suficiente de exemplu pentru acționarea organelor mobile ale roboților industriali, realizarea stabilității mișcării în raport cu variația parametrilor poziționării (în special sarcina), amortizarea oscilațiilor, creșterea siguranței în funcționare etc.

Bibliografie

- [1] Balaure, E. „Contribuții la realizarea unui sistem de comandă și reglare numerică pentru roboți industriali” Teză de doctorat, Institutul Politehnic Iași, 1984.
- [2] Balaure, E. „Robots with force-torque sensing”, Proceedings 2nd International Conference on Real Time Control of Electromechanical Systems, IERE London, 25–27 February, 1986.
- [3] Balaure, E. „Robot sous-marin” In : Modelling, Simulation & Control—AMSE PRESS FRANCE, vol. 6, No. 4, 1986.
- [4] Balaure, E. „Optical Reflectance Sensors and Their Applications in Automatic Grasping”, Proceedings of the International Symposium on Robots, Univ. of New Mexico, USA, 1986.

CZ 621.3 : 681.3

MICROPROCESOARE
TESTARE
AUTOMATIZARE

Echipamente de automatizare cu programe de test incorporate

DAN POPA* — BUCUREȘTI

Introducere

Dezvoltarea tehnologiei în domeniul fabricării microprocesoarelor și dezvoltarea metodelor de programare au condus la utilizarea structurilor bazate pe microprocesoare în echipamente sau sisteme de automatizare, unde îndeplinesc o gamă largă de funcții.

Complexitatea acestor echipamente introduce probleme deosebite în testarea funcționării lor. Pe plan mondial se fac serioase eforturi în vederea elaborării unor metodologii și a unor echipamente capabile să contribuie la mărirea eficacității activității de testare.

Lucrarea prezintă arhitectura programelor de test incorporate unui echipament real de măsurare a temperaturilor bazat pe o structură cu microprocesor.

1. Probleme de testare

Pe lângă avantajele cunoscute pe care le aduce utilizarea microprocesoarelor:

- flexibilitatea în proiectare;
- ușurința modificărilor;
- economie de componente electronice;
- utilizarea unor structuri standard;

apar și probleme noi pe care producătorul de echipamente cu microprocesoare trebuie să le rezolve, printre care:

- dezvoltare relativ dificilă a programelor, activitate care consumă resurse umane și de timp;
- necesitatea introducerii unor tehnologii noi de fabricație;
- probleme legate de testare.

Testarea echipamentelor cu microprocesor comportă diferite aspecte în fazele de realizare a produsului. În general, deosebim testare de:

- componente electronice înaintea implanțării pe plăci;
- module funcționale, realizate pe plăci cu circuite imprimate;
- echipamente.

Activitatea de testare reprezintă o serioasă gîtuire în fluxul de fabricație ca și în perioadele de punere în funcțiune și exploatare, fapt

recunoscut de literatura de specialitate și constatat în experiența autorului.

2. Necesitatea incorporării testelor în structura echipamentului

Vom considera în continuare problema testării funcționale a echipamentelor bazate pe microprocesor.

Modulele hardware (plăci echipate cu circuite imprimate) sînt verificate funcțional pe teste de uz general sau specializate, urmînd a fi utilizate apoi pe echipamentul final. Dezavantajele legate de aceste teste sînt:

- cost ridicat;
- număr redus de exemplare;
- ștrangulare a fluxului de producție;
- operare necesitînd personal de înaltă calificare;
- amplasare numai la producătorul echipamentului.

Deși se consideră că testarea modulelor are loc în aceleași condiții cu cele în care acestea vor funcționa apar deseori diferențe în ceea ce privește:

- variații ale tensiunilor de alimentare a modului;
- conectare în fundul de sertar sau prin cabluri;
- condiții de mediu ambiant (în special temperatura).

Ținînd seama de aspectele prezentate, apare avantajos ca o parte din testele funcționale să poată fi efectuate chiar pe echipamentul final. În acest fel:

- condițiile de funcționare sînt cele ale echipamentului;
- testarea se poate face în locul unde este montat echipamentul, eliminînd operațiile de oprire a acestuia și de transport a modului la locul de testare;
- unele teste se pot efectua on-line, în timp ce echipamentul continuă să își îndeplinească funcțiile;
- se poate introduce un mod de operare unitar, în care apelarea funcțiilor sau rularea de teste se face prin proceduri asemănătoare;
- rularea de teste poate fi făcută de utilizator, el putînd să verifice, periodic sau în caz de avarie, funcționarea echipamentului, să constate rapid apariția defectelor și uneori să le localizeze;

* Intreprinderea de elemente pentru automatizări FEA—București.

— operațiile de instalare și punere în funcțiune se simplifică.

3. Prezentarea unor exemple concrete

Vom exemplifica cele expuse prezentând un echipament real la care testarea se face în modul descris. Exemplul ales comportă structuri și funcții pe care le considerăm tipice în problemele de automatizare.

Sistemul de Măsurare și Supraveghere a Temperaturilor, produs recent la F.E.A., având simbolul SMST, realizează măsurarea și supraveghează temperaturilor pentru un număr maxim de 256 puncte de măsurare, prin cuplare directă la traductoare de temperatură:

- termocupluri (Fe—Co, Cr—Al).
- termorezistențe (Pt 100).

Echipamentul este destinat utilizării în instalații de automatizare din industria chimică, petrochimică, a cimentului etc.

Principalul avantaj este faptul că SMST se cuplează direct la traductoarele de temperatură menționate. Se elimină astfel adaptoarele care transformă semnalul preluat de la traductoare în semnal unificat folosit uzual în sistemele de automatizare.

Structura hardware este descrisă în continuare.

Bloc de comandă, care realizează:

- achiziția valorilor de intrare prin conversie analog numerică;
- liniarizări și compensări;
- comparare cu limitele prescrise;
- vizualizare continuă a temperaturii pe un canal;
- tipărirea la imprimantă a ieșirilor și revenirilor din limite;
- tipărirea la imprimantă a temperaturilor pentru un grup de canale;
- citire/modificare bază de date conținând configurația sistemului;
- rulare de teste.

Consola operator, cuplată prin interfață serială cu Blocul de comandă. Funcții:

- vizualizare continuă a temperaturii pe un canal;
- tipărire la imprimantă a temperaturilor pentru un grup de canale;
- rulare de teste.

Imprimantă de alarmare, cuplată prin interfață serială la Blocul de comandă, care realizează:

- tipărirea mesajelor de ieșire sau revenire din limite.

Imprimantă de protocolare, cuplată prin interfață serială la Blocul de comandă, care realizează:

- tipărirea temperaturilor pentru un grup de canale, la cereri provenind de la Blocul de comandă sau de la Consola operator.

Structura software comportă, atât în Blocul de comandă cit și în Consola operator un executiv de timp real care asigură sincronizarea taskurilor și comunicația între ele, prin intermediul mesajelor depuse la cutii poștale.

4. Structura sistemului de teste

Testele introduse au rolul să indice buna sau proasta funcționare a unor structuri hardware ale sistemului.

Specificarea testelor și introducerea parametrilor se face utilizând un afișaj cu 12 celule de 7 segmente și o tastatură cu 24 taste, care sînt identice la Blocul de comandă și la Consola operator.

Dialogul cu operatorul, realizat prin intermediul tastaturii și afișajului folosește o structură de menu-uri cu organizare arborescentă. Funcțiile și testele au asociate mnemonice care apar pe afișaj în timpul selecției și al rulării lor.

Deplasarea în arbore, în vederea selectării unei funcții sau a unui test, se face cu tastele SUS, JOS, STÎNGA, DREAPTA.

Funcțiile acestor taste sînt:

SUS — întrerupere a funcției sau testului și deplasare la nivelul superior în arbore;

JOS — selectare de funcție sau test și deplasare la nivelul inferior în arbore;

DREAPTA — deplasare la dreapta în arbore, pe același nivel;

STÎNGA — deplasare la stînga în arbore, pe același nivel.

Modul de operare descris permite implementarea funcțiilor și testelor avînd la dispoziție un număr redus de taste. De asemenea, se asigură un cadru unitar, în care funcțiile și testele sînt tratate asemănător.

Structura arborescentă este intuitivă, putînd fi comparată cu organizarea capitolelor unei cărți.

Introducerea sau eliminarea de funcții sau teste se face simplu, aceste operații reprezentînd introduceri sau eliminări de noduri în arbore.

5. Prezentarea setului de teste

Scopul testelor, modul de operare și regimul de rulare se prezintă în continuare.

Test Imprimantă de alarmare

Scop: verificarea funcționării legăturii seriale cu Imprimanta de alarmare.

Operare: după selectarea testului, apăsarea tastei JOS generează caracterele care determină tipărirea la imprimantă a mesajului:

0123456789

Regim: off-line.

Test Imprimantă de protocolare

Scop: verificarea funcționării legăturii seriale cu Imprimanta de protocolare.

Operare: la fel ca la testul Imprimantei de alarmare.

Regim: off-line.

Test tastatură

Scop: verificarea funcționării tuturor tastelor.

Operare: după selectarea testului, la apăsarea unei taste apare pe afișaj codul zecimal al tastei. Tasta SUS termină testul.

Regim: off-line sau on-line.

Test afișaj

Scop: verificarea funcționării celulelor de afișaj cu 7 segmente.

Operare: în timpul testării celula curentă are toate cele 7 segmente și punctul zecimal aprinse. Selectarea celei curente se face cu tastele STÎNGA și DREAPTA, parcurgând astfel tot afișajul.

Regim: off-line sau on-line.

Test convertor analog-numeric

Scop: testare a funcționării convertorului analog-numeric și a lanțului analogic pentru unul din cele 256 canale de măsurare.

Operare: se introduce numărul canalului dorit (0...255), după care conversiile se fac periodic, la un interval de 2 secunde cu afișare a valorii convertite pe afișajul cu 7 segmente. Valorile apar în sistem zecimal. În domeniul -2047...2048 (conversie pe 12 biți). Se indică eventualele depășiri ale domeniului.

Regim: off-line sau on-line.

Test memorie ROM

Scop: verificare a funcționării chipurilor de memorie EPROM conținând programul și baza de date, prin metoda sumei de control.

Operare: se introduce numărul chipului dorit, după care calculul se face periodic, la interval de 2 secunde, cu afișare a valorii calculate pe afișajul cu 7 segmente. Valorile apar pe 2 cifre hexa.

Regim: off-line sau on-line.

Test memorie RAM

Scop: testarea întregii zone de memorie RAM din sistem, octet cu octet, prin metoda înscriserii valorii complementate și verificarea înscriserii.

Operare: la selectarea testului, fără a introduce parametri, se testează periodic memoria RAM, la interval de 2 secunde, cu afișare de mesaje ce indică dacă au fost sau nu erori (testare de tip „go—no go”).

La Consola operator, modul de apelare a testelor este același ca la Blocul de comandă. Se pot rula testele pentru:

- tastatură;
- afișaj;
- memorie ROM;
- memorie RAM;

Utilizarea aceluiași mod de operare simplifică activitatea utilizatorului, care trebuie să învețe o singură metodă de operare.

Prezentăm în continuare un caz de testare apărut în timpul probelor de tip la care a fost supus echipamentul SMST.

La proba de funcționare la frig, cu echipamentul instalat în camera climatică, s-au constatat defecte. Deoarece nucleul hardware și software folosit de teste era operant, am putut rula în condițiile de mediu existente testele încorporate care au indicat proasta funcționare a unui circuit de memorie EPROM. Defectul a fost înlăturat prin înlocuirea circuitului.

6. Concluzii

Am prezentat aspecte ale introducerii de teste funcționale în arhitectura echipamentelor de automatizare bazate pe microprocesor. Evident, principiile descrise aici se pot aplica la echipamente similare utilizabile în alte domenii.

Desfășurarea testării în condițiile reale de funcționare ale echipamentului elimină situațiile în care un modul hardware trece probele de testare pe un testor, dar nu funcționează corect în echipament. Evident, testele descrise nu le înlocuiesc pe cele efectuate pe testoarele destinate modulelor hardware, ci le completează.

Unele teste pot fi rulate și în regim on-line, în paralel cu realizarea funcțiilor echipamentului. Se reduce astfel timpii morți legați de opriri și se poate constata din timp apariția defectelor.

Utilizatorii echipamentului au în mod implicit și un instrument de testare a lui, putând să verifice funcționarea și eventual să localizeze anumite erori, ceea ce simplifică depanarea.

Din punct de vedere al efortului de introducere, testarea funcțională a echipamentelor prin metoda descrisă are următoarele aspecte:

— nu mărește complexitatea hardware a echipamentelor;

— crește necesarul de memorie, dar cu puțin, căci o parte din rutinele folosite de teste există deja în memorie, fiind utilizate în implementarea funcțiilor echipamentului;

— efortul de dezvoltare software crește, dar integrarea rutinelor este ușurată de structura arborescentă menționată.

Avantajele obținute justifică pe deplin folosirea acestui mod de testare și la alte categorii de echipamente bazate pe structuri cu microprocesoare.

Bibliografie

- [1] Runyon, S. — „Testing LSI—based boards: many issues, many answers” — ELECTRONIC DESIGN, vol. 27, nr. 6, mar. 1979, p. 59
- [2] Boney J., Rupp, E. — „Self testing microcomputers out testing overhead” — ELECTRONIC DESIGN, vol. 27, nr. 6, sept 1979, p. 100
- [3] * * * — „Special report: ATE takes on LSI” — ELECTRONIC DESIGN, vol. 28, nr. 3, febr 1980, p. 41.

- [4] *Mc.Leod J.* — „Field-service testers sharpen on-site skills” — *ELECTRONIC DESIGN*, vol. 28, nr. 21, oct. 1981, p. 109.
- [5] *Handy, J.* — „Embedded diagnostics utilize excess ROM capacity” — *COMPUTER DESIGN*, vol. 20, nr. 5, mai 1981, p. 114.
- [6] *Dykes, M.* — „Software for an automatic primary multiplex analyzer” — *HP JOURNAL*, vol. 31, nr. 1, ian 1980, p. 16.
- [7] *Goldberg, J.* — „Self-test and serviceability for dependable central patient monitoring” — *HP JOURNAL*, vol. 31, nr. 11, nov 1980, p. 19.
- [8] *Graham, G. C.* — „Display station's user interface is designed for increased productivity” — *HP JOURNAL*, vol. 32, nr. 3, mar 1981, p. 8.
- [9] *Lawrence T. J., Ressemeyer J. J., Clark, C. A.* — „Precision DVM has wide dynamic range and high system speed” — *HP JOURNAL*, vol. 32, nr. 4, apr 1981, p. 23.
- [10] *Loing, V. L.* — „Instrument system provides precision measurement and control capabilities” — *HP JOURNAL*, vol. 32, nr. 7, iul 1981, p. 3.
- [11] *Winters, M. T., Shelton, J. F.* — „Comprehensive, friendly diagnostics aid A-series troubleshooting” — *HP JOURNAL*, vol. 35, nr. 2, febr 1984, p. 23.
- [12] *Pallero, Wood L. E., Whelan, C. H.* — „Operating system and firmware of the HP 150 Personal Computer” — *HP JOURNAL*, vol. 35, nr. 8, aug. 1984, p. 7.
- [13] *Pay, T. R., Mc. Dermid, J. E.* — „The HP 3065 board test family: A system overview” — *HP JOURNAL*, vol. 35, nr. 10, aug. 1984, p. 4.
- [14] *Gibson, S.R.* — „Gallium arsenide lowers cost and improves performance of microwave counters” — *HP JOURNAL*, vol. 37, nr. 2, febr 1986, p. 4.

NOTE

Annual în cadrul Întreprinderii de Piese Radio și Semiconductori Băneasa se organizează sesiunea de comunicări științifice sub directa coordonare a „Comisiei inginerilor și tehnicienilor.

Pentru aceste sesiuni se selectează cele mai valoroase contribuții tehnico-științifice, deja finalizate și puse în aplicare, ale oamenilor muncii din întreprindere (ingineri, fizicieni, chimiști, maiștri, muncitori).

Cele mai valoroase contribuții sînt premiate. O mare parte a comunicărilor prezentate au făcut obiectul unor brevete de invenții și inovații. Acestea, ulterior, au fost publicate de reviste de prestigiu, de specialitate. La fiecare ediție participă cu lucrări invitate reprezentanți proeminenți ai electronicii românești (Microelectronica, Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — Băneasa, Institutul Politehnic-București, Institutul Politehnic — Cluj și Institutul Politehnic-Timișoara).

Anul acesta sesiunea a îmbrăcat mantia sărbătoririi a 25 de ani de la înființarea întreprinderii și și-a desfășurat lucrările pe data de 8 iunie.

Sesiunea jubiliară s-a bucurat de o organizare festivă avînd coordonatori competenți;

Comitetul oamenilor muncii;

Comitetul sindicatului;

Comisia inginerilor și tehnicienilor.

Îndrumarea sigură și deosebit de activă a directorului întreprinderii ing. Anton Vătășescu a aureolat reușita sesiunii jubiliare. Ing. Ion Florea președinte al CIT și al comitetului

de organizare al sesiunii și ing. Petru Dan, vicepreședinte, au jalonat întreaga desfășurare a acțiunii care a emanat în formă și conținut aspectul unei conferințe de prestigiu.

Dat fiind caracterul festiv al acestei sesiuni fiecare secție a prezentat cîte o comunicare cu elemente istorice, de sinteză și proiecte de viitor.

De un deosebit interes s-au bucurat lucrările invitate susținute de reprezentanți de frunte ai electronicii românești: Prof. dr. doc. Mihai Drăgănescu, membru corespondent al Academiei R.S.R. și dr. ing. Ioan Bătrîna — director al Centrului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice.

Programul-invitație tipărit în condiții grafice deosebite a fost următorul:

Ora 8,00 — Deschiderea lucrării sesiunii. Ing. I. Florea — Președinte C.I.T.

8,15 — „I.P.R.S.-Băneasa 25 ani—de la licență de inovație”.

Ing. A. Vătășescu — Director IPRS-Băneasa.

8,45 — LUCRARE INVITATĂ:

„Taxonomia dispozitivelor fizico-informaționale”. Prof. dr. doc. Mihai Drăgănescu, membru corespondent al Academiei R.S.R.

9,15 — LUCRARE INVITATĂ:

„Utilaje specifice — obiective majore ale cercetărilor tehnologice pentru componente electronice”. dr. ing. Ioan Bătrîna — Director CCSIT—CE.

- 9,45 — „Imaginea I.P.R.S.-Băneasa '25 în lumina dezideratelor beneficiarilor săi”. psih. Ohanisian Garbis.—S.O.P.M.
- 10,00 — „2700 — secție activă a producătorilor de componente pasive”. Ing. Luminița Budescu — S.2700
- 10,30 — „Secția 2300 — secție de putere, de la ambiție la performanță”. Ing. P. Al. Dan,
Ing. G. Mînduțeanu
Fiz. F. Turțudău,
Ing. M. Luca — S. 2300
- 11,00 — Fabricația circuitelor integrate bipolare — istorie și aspirații”. Ing. Dan Mazilu — S. 2400
- 11,30 — „Secția 2500 — creativitate și dezvoltare tehnologică proprie” ing. Traian Cîrcu — S. 2500
- 12,00 — PAUZĂ
- 12,30 — „Montaje și dispozitive electronice de putere pentru sisteme complexe de acționări electrice”. Ing. C. Bănțoiu, ing. L. Bonu
Ing. D. Buzuloiu,
Ing. C. Alexandru — S. 2200
- 13,00 — „Calitate — performanța cea mai dinamică a componentelor electronice”. Ing. A. Mârșanu — Conducătorul Calității
- 13,30 — „Autoutilare I.P.R.S.-Băneasa, sau ce se ascunde de peste 20 ani în spatele unei banal indicator de plan” ing. Vlad Ciulei — S. 2100.

14,00 — „Utilitățile la cotele cerințelor tehnologiilor de vîrf”.

Ing. Sorin Axinte — S.2800.

14,30 — Concluzii și cuvînt de închidere.

Participarea a fost efervescentă și a înmănușat pe lângă specialiștii din uzină și invitați din: Ministerul Industriei Electrotehnice, Centrala Industrială pentru Electronică și Tehnică de Calcul, Inspectoratul General de Stat pentru Controlul Calității Produselor, Institute de învățămînt superior, beneficiari.

Lucrările sesiunii au scos în evidență puterica dezvoltare a uzinei, pe baza efortului propriu. Dispozitive și tehnologii nou apărute, utilaje specifice, aplicații industriale și de larg consum este rezultatul direct al întregii activități a tînarului și entuziastului colectiv al întreprinderii.

Nivelul ridicat de creativitate, invențiile și inovațiile, tehnologiile folosite au asigurat produselor unității un grad înalt de calitate și fiabilitate și implicit ieșirea impetuoasă la export. Produsele românești sînt competitive tehnico-economic pe plan mondial.

Pregătirea și valorizarea la maximum a oamenilor, a energiilor lor creatoare merită a fi enumerate printre principalele resurse ale întreprinderii.

Cuvîntul de închidere i-a revenit directorului tehnic fiz. Doina Didiy care a făcut o strălucită sinteză a idealurilor și planurilor de viitor a harnicului și dotatului colectiv.

Lucrările sesiunii s-au bucurat de un deosebit succes răsplătind munca responsabilă a organizatorilor.

Elena Viorica Anastasescu

Prezențe R.D.G. la târgul internațional de toamnă de la Leipzig

Aparatură electroacustică

În acest an, la târgul de toamnă, producătorii de aparatură electroacustică din R.D.G., sînt din nou prezenți cu o expoziție colectivă găzduită în incinta complexului „HANDELSHOF” din centrul Leipzig-ului.

Ei prezintă sortimente largi de produse, într-o gamă care satisface cele mai exigente cerințe, acoperite atît de produse noi cît și de cele existente.

Combinatul RFT RUNDFUNK și FERNSEHEN demonstrează prin produsele lor cooperarea următoarelor uniți:

VEB Robotron
VEB Electro-Aparate-Werke
VEB Elektronische Bauelemente
VEB Mikroelektronik
VEB Nachrichtelektronik

precum și a altor unități care produc aparatură casnică, electronică și o gamă largă de produse electronice portabile sau staționare.

Cu acest sortiment de produse, nivelul ridicat de dezvoltare în domeniu este cu succes reprezentat, el avînd la bază, cercetării în domeniul tehnologiei și design-ului.

O gamă de noi și în continuă dezvoltare produse electronice de tip casnic formează baza ofertei producătorilor. Oferta este completată cu produse de vîrf care există deja pe piața internă.

Aplicarea tehnologiilor moderne și a componentelor sofisticate, pledează în favoarea acestor produse.

Ca noutate absolută au fost prezentate:

- Dublu casetofon deck SDK 3930 piesă din linia HiFi 3930.
- Radiocasetofonul cu boxe detașabile EAW AUDIO 145.
- Radiocasetofonul mono KK 2000.
- Pick-upul SPV 20 MS.
- Radioul mono RR 1022 P.
- Radioul mono RR 1401.
- Radioul cu tranzistori G 1030.
- Boxele K 11.
- Boxele bas-reflex BR 26.
- Adaptorul 2721—01.

Aceste produse ca și altele, împreună cu peste 140 de expozate sînt rezultatul intensificării cooperării cu partenerii străini și în special cu cei din cadrul CAER. Rezultatul acestei cooperări este reflectat și de cele peste 30 medalii de aur obținute de R.D.G. la edițiile anterioare ale tradiționalelor târguri din Leipzig.

În continuare vom face scurte prezentări a aparatelor noi mai sus menționate.

Dublu casetofon deck SDK-3930. Este o completare a sistemului de componente S 3930 HiFi stereo-casetofon dublu-caset.

Design-ul și dimensiunile B×H×T (390×123×260) mm sînt astfel alese încît să existe posibilitatea de instalare suprapusă și alăturată.

Este constituit din două aparate MU 300 deck 1 (stînga) pentru redare și deck 2 (dreapta) pentru redare și înregistrare. Fiecare dintre ele poate efectua următoarele operații:

- derulare rapidă înainte și înapoi;
- pauză;
- stop;
- cu revenire (ascultare în timpul derulării);
- căutare automată a melodiei;
- oprire automată la orice mod de funcțiune.

În plus cel de-al doilea aparat mai posedă și un contor de turații cu memorie.

Căutarea automată care este posibilă la ambele aparate duce la începutul sau sfîrșitul unei melodii care este în curs de rulare. Pentru aceasta trebuie apăsată tasta de redare și în plus tasta respectivă de derulare înainte-înapoi. Dacă s-a găsit pauza aparatul trece singur pe redare, dacă s-a apăsă și pe tasta de pauză casetofonul va rămîne în poziția așteptare.

În afară de posibilitatea de a înregistra fără a folosi alt aparat deck-ul dublu dă posibilitatea unei funcționări gen ștafetă la redare (prelucrarea casetei ascultate).

În timpul redării pe celălalt casetofon se pot derula casete. Aparatul posedă un sistem de reducere a zgomotului de fond care acționează și la redare și la înregistrare. Realizarea nivelului de imprimare se poate face automat și manual astfel încît să se poată face imprimări și după surse cu dinamică slabă.

Nivelul de redare/înregistrare este indicat la valoarea de vîrf cu leduri de 6 nivele.

Selectarea de bandă se face manual și separat pentru fiecare din cele 2 aparate (FeO, CrO₂).

Conectarea microfonului sau altor aparate se face suplimentar cu ajutorul unei taste.

Conectarea la aplicator sau radio se face printr-un cablu care este montat fix la panoul din spate. Realizarea acestor operații este posibilă datorită amplificatoarelor specializate încorporate.

Caracteristici tehnice:

- Puterea consumată: 22 VA
- Masa aproximativă: 6,2 kg
- Viteza nominală a benzii: 4,76 cm/s
- Abaterrea admisibilă de la viteza nominală a benzii: ±1,5 %
- Distorsiuni: 0,2 %
- Banda de frecvență la redare: 40 Hz...14 kHz (CrO₂)
- Coeficient parțial de distorsiune de neliniaritate: 3%
- Separare între canale: 30 dB
- Atenuare de pistă: (1 kHz) 60 dB
- Atenuare de ștergere: 70 dB
- Raportul semnal-zgomot referitor la surse străine: 48 dB (CrO₂)
- Raportul semnal-zgomot fără sistem de reducere a zgomotului: 56 dB (CrO₂)
- Raportul semnal-zgomot cu sistem de reducere a zgomotului: 60 dB (CrO₂)

Radiocasetofonul cu boxe detașabile EAW Audio 145

Gradul înalt de echipare și confortul de manipulare asigură acestei instalații un nivel de vîrf internațional.

Boxele detașabile bas-reflex cu 2 căi garantează un sunet excelent și putere mare.

Optimizarea plajei de frecvență se poate obține cu egalizatorul de 5 căi.

EAW AUDIO 145 are căutător de titlu (melodie). Se pot programa 6 melodii. Are indicator de modulare (și la redare) cu lanț de LED-uri.

Aparatul mai are încorporate: 6 indicatoare LED, buton pentru extinderea benzii de frecvență, potențiomtru pentru imprimarea manuală sau automată, mufe pentru casetofon, pick-up, microfon, magnetofon sau alt aparat similar, antenă exterioră, selectarea benzii se facea automat.

Caracteristici tehnice:

- Dimensiuni: 56×185×130 mm
- Alimentare:
 - rețea: 220 V, 50 Hz
 - baterii: 8×R 20
- Domenii de recepții: UKW, KW, MW, LW
- Putere de ieșire de joasă frecvență: 2×7,5 W (muzică)
2×5 W (semnal sinusoidal)
- Viteza benzii la partea de casetofon: 4,76 cm/s
- Domenii de frecvență: 40—10.000 Hz (normal)
40—12.500 Hz (CrO₂)
40—16.000 Hz (metal-redare)

Este dotat cu: egalizator grafic pe 5 benzi, boxe bas-reflex pe 2 căi, căutător automat de melodie programabil pînă la 6

melodii, reglarea automată și manuală a nivelului de imprimare, filtru fiziologic, control automat de frecvență, oprire la capăt de bandă, reglare de balans, modificarea frecvenței de ștergere, sistem de filare a melodiei la capăt de bandă, controlul bateriei prin LED.

Radiocasetofonul mono KR-2000

Aparatul face parte din clasa standard. Se numără printre valoroasele receptoare mono portabile cu parte de caset. Este urmașul cunoscutului KR-660. Are volum mic ($4,62 \text{ dm}^3$) masă mică 2,5 kg și consum de putere mică (11 W).

Este dotat cu indicator de acord și are posibilitate de soft-touch, taste cu senzori-efect silențios și comutare automată, alimentare din rețea sau baterii.

Aparatul recepționează următoarele domenii de frecvență:

UKW 87,5...108 MHz

KW 5,95...9,9 MHz

MW 526,5...1606,5 kHz

Partea de frecvență înaltă este echipată cu circuit A 4100. Pentru acord se folosește un condensator variabil rotativ. Pentru domeniile UKW, KW are antenă telescopică, pentru MW o antenă de ferită incorporată.

Pentru un mai bun acord este pus un LED pe indicatorul de scală. Un alt LED indică funcționarea aparatului.

În dreapta scalei se află indicatorul de rețea.

Partea de casetofon este formată din mecanismul MN 300 și circuitul integrat A 1818. Acestea dau posibilitatea funcțiilor de înregistrare și redare.

Potențiometrul pentru reglaj de volum și comutatorul de mod de lucru se află pe partea stângă; butonul de acord și comutatorul de unde pe partea dreaptă a aparatului.

Sînt posibile următoarele tipuri de conectări:

- la rețea 220 V
- la difuzor exterior
- la pik-up
- la magnetofon

Poate funcționa cu 6 baterii RI4

Caracteristici tehnice:

- Dimensiuni: $299 \times 182 \times 85$ mm
- Domenii de frecvență: 100 Hz — 12,5 kHz

Pik-up-ul cu amplificator SPV 20 MS

Acest aparat este o combinație între un pik-up automat de clasă medie și un sistem de redare prevăzut cu un egalizator și un amplificator de joasă frecvență.

Cu acest aparat se completează familia sistemelor de redare pik-up pe PA 2030 și pe PA 2040.

Aparatul nu este prevăzut cu boxe.

Caracteristica de frecvență a amplificatorului este astfel aleasă încît cu boxe de 2 căi de bună calitate se realizează o sonoritate optimă. Dintre caracteristici menționăm:

- mișcarea automată a brațului inclusiv oprirea automată a aparatului;
- turație constantă prin antrenare cu motor asincron;
- echiparea cu un sistem magnetic HiFi;
- comenzile sînt dispuse pe panoul frontal;
- capacul este din plastic transparent cu șarniere opri-toare;
- intrări:
 - banda I (spate)
 - banda II (față)
- ieșiri pentru conectarea de căști, stereo;
- reglaj de ton, separat pe înalte și joase;
- reglaj de balans;
- comutator de semnal de intrare;
- tastă mono;

Caracteristici tehnice:

- Putere consumată: 85 VA
- Rejecția tensiunii de zgomot exterioară: 55 dB
- Dimensiuni: $395 \times 335 \times 70$ mm
- Domenii de frecvență: 20 Hz — 20 kHz
- Putere nominală de ieșire: 2×13 W

- Puterea de ieșire: 2×15 W (muzică)
- Frecvența nominală de rotație: $33\frac{1}{3}$...45,11 rot/min
- Oscilații de la viteza constantă de rotație: 0,15 %
- Rejecția zgomotului datorat vibrației sistemului de antrenare: 65 dB
- Forța de apăsare a brațului: 13 mN.

Aparat de radio mono RR 1022 P

Este produsul Combinatului Robotron. Are posibilitate de recepție pe lungimile de unde UUS, US și UM. Este deosebit faptul că are filtru fiziologic și un potențiometru pentru reglaj de ton. Dispune și de un CAF (control automat de frecvență) conectabil.

Caracteristici tehnice

- Domeniu de frecvență: MW 520—1605 kHz
KW 5,9—6,2 MHz
UKW 87,5—104 MHz
- Tensiunea: $220 \text{ V} \pm 10\%$, 50 Hz
- Consumul: 9 VA
- Puterea de ieșire: 5 VA (muzică)
- Dimensiuni: $484 \times 129 \times 140$ mm (L×H×T)

Aparatul de radiorecepție mono RR 1401

Este un nou receptor mono al Combinatului Robotron. Se caracterizează printr-o formă atrăgătoare și printr-o dispunere ergonomică a elementelor de comandă. Aparatul dă posibilitatea recepției de UM, US și UUS și are o serie de particularități netipice pentru această clasă de aparate: posedă reglaj fiziologic, reglaj de ton și un CAF în UUS. Indicatorul pe LED-uri la MA și MF dă posibilitatea unui reglaj optim. Puterea acestui receptor se explică prin reflexiile de sunet ce au loc în interiorul cutiei de lemn.

Există posibilitatea de conectare cu difuzor exterior, aparat audio și intrări suplimentare de antenă.

Caracteristici tehnice

- Domenii de frecvență: MV 526,5—1605 kHz
KW 5,9—6,2 MHz (49)
UKW 87,5—108 MHz
- Tensiunea: $220 \pm 10\%$, 50 Hz
- Consumul: 10 VA
- Putere de ieșire: 5 VA (muzică)
- Dimensiuni: $442 \times 110 \times 188$ mm (L×H×T)

Boxa compactă RFT K11

De un deosebit succes s-a bucurat boxa compactă RFT K11. Producția este asigurată de întreprinderea de electromecanică fină Mittweida. Această boxă dispune de proprietăți de redare deosebite prin includerea difuzorului de joasă frecvență L 2461 și al difuzorului de înaltă frecvență L 2160 PO/F.

Acest tip de boxă are o construcție deosebită și se produce în mai multe variante.

Caracteristici tehnice

- Sarcina nominală: 20 VA
- Sarcina maximă: 25 VA
- Domeniul de frecvență: 100—15.000 Hz
- Impedanța aparentă: 4 ohmi
- Volumul: 11 l

Boxă bas-reflex cu 2 căi BR 26

Este o dezvoltare a boxelor BR 25 E după principiile aparatelor audio de studio.

Folosirea principiului bas-reflex și a dezvoltării difuzoarelor au dus la reducerea volumului cutiei și obținerea unui nivel superior al domeniului de frecvență. Demn de menționat este faptul că difuzoarele pentru boxele bas-reflex sînt din plastic aceasta avînd la bază substanțele nou descoperite pentru membrane. Îmbunătățirea „localizării” de redare

stereo prin utilizarea principiului plăcii difuzor deplasat. Are volum mic și un design plăcut, partea frontală a boxei fiind formată dintr-o ramă detașabilă îmbrăcată într-un material textil.

Încheiem această scurtă prezentare cu Adaptorul 2721, expus pentru prima dată. El cuprinde un conector tip antenă auto și un conector tip radio-auto.

Tot în centrala clădire HANDELSHOF, AKA ELECTRIC expune aparate electrice de uz casnic.

Tăietorul multifuncțional — produs nou care poate fi utilizat în vederea tăierii diferitelor tipuri de alimente cum ar fi: pline, brinză, cîrnăciori, șuncă, vegetale etc. Grosimea de tăiere poate fi ajustată manual.

Aparatul este conceput în construcție cu carcasă din plastic. Plasticul folosit pentru carcasă și buncăr este rezistent la șocuri și bine polizat; noul aparat de tăiere poate fi curățat cu ușurință. Curățirea este îmbunătățită datorită unui mecanism de deblocare ce permite înlocuirea rapidă a lamei de tăiere.

Ergonomia aparatului este remarcabilă. Cu o mîină se lucrează cu dispozitivul iar cu cealaltă se acționează produsele în vederea tăierii.

Boilerul KB 5.2.

Boilerul KB 5.2 este un aparat ideal pentru încălzitul apei rapid și economic din punct de vedere energetic. Cantitatea de apă de încălzit variază între 0,5 și 5 l iar temperatura se reglează treptat între 35° și 100° C. Boilerul încălzește un litru de apă în aproximativ 3 minute.

Acest tip de boiler este cu adevărat economic din punct de vedere energetic deoarece încălzește strict cantitatea de apă necesară astfel încît orice tip de pierdere este practic eliminată. Față de modelul anterior KB 5.1., acest tip de boiler se caracterizează printr-o investiție ridicată de tehnologie și design ceea ce a dus la creșterea funcționalității aparatului. Incorporarea în aparat a unei protecții termice contra funcționării uscate, îl ferește de eventualele defecțiuni accidentale. Cu design-ul sau modern și cromatica vie, acest tip de boiler corespunde exigențelor de comoditate și confort.

Caracteristici tehnice

- Tensiunea : 220 V
- Putere la intrare : 1.250 W
2.000 W
- Capacitatea : 5 l

Aparatul de căleat extraplat AKA

Firma VEB ELECTROWARMESORNEWITZ a expus un nou model de aparat de căleat de un design deosebit, modern. Datorită greutateii sale reduse și mîinerului de un format total ergonomic, căleatul cu acest aparat devine o ocupație casnică care nu implică efort deosebit. Sistemul de control al încălzirii încorporat permite ajustarea temperaturii și menținerea ei la o valoare constantă.

Poziția gata de lucru este semnalizată prin aprinderea unui semnal luminos ce provine de la un bec montat în mîinerul aparatului.

Caracteristici tehnice

- Voltaj : 110/220/240 V
- Puterea de intrare : 800/1000 W
- Suprafață activă : 180 cm²
- Greutate (fără cablu) : 0,7 kg

Uscător de păr AKA VIOLA

Este un produs nou expus de VEB ELECTROGERATE BAD BLACKENBURG. Noul uscător este silențios și ușor de mînuit. Uscarea rapidă a părului este realizată prin intermediul a două ventilatoare de 200 W și respectiv 400 W. O altă caracteristică este dirijarea precisă a aerului către zona dorită, factor ce conduce la randament ridicat și economie serioasă de energie.

Cele două trepte de turație precum și duza adaptabilă la ieșirea uscătorului permit o adaptabilitate perfectă a aparatului la orice tip de păr.

Aparatul este conceput după ultimele standarde în materie, naționale și internaționale. Testele efectuate au relevat fiabilitatea aparatului.

Caracteristici tehnice

- Tensiunea de alimentare : 220 V
- Puterea de intrare : 200/400 W
- Greutatea : 0,215 kg

Nu se poate părăsi casa expozițională HONDELSHOF fără să nu fi atras de „marea de lumină și frumos” unde NARVA expune corpuri de iluminat. Te încîntă marea varietate de forme și mărimi. În mod special se evidențiază modelele elegante în stil rustic, modelele cu suprafețe tratate galvanic, cu clapete de sticlă de un bun gust și eleganță apreciabilă. Se remarcă de asemenea modelele realizate în maniera FLEMISH ca și modelele ce combină sticla, mătasea și cristallul.

Tuburile fluorescente de diverse mărimi și forme ocupă un loc din ce în ce mai important atît în design-ul lampadelor, a lămpilor de birou, cît și a iluminatului uzinelor și birourilor.

Această orientare are la bază reducerea din ce în ce mai mare a consumului de energie.

Combinatul KARL ZEISS JENA la tîrgul de la Leipzig ediția 1987 expune sub egida : „PRECIZIE PENTRU TEHNOLOGIE ÎNALTĂ”.

Începînd cu tîrgul de primăvară din 1987 linia KARL ZEISS JENA de produse tip optic (inclusiv cele casnice) precum și echipamente de proces pentru microelectronică au fost expuse într-un singur pavilion și anume Hala 14. Împreună cu partenerii săi, combinatul VEB KARL ZEISS JENA se prezintă ca un centru al tehnologiilor de vîrf, fiind sortate pe diverse categorii.

Optică pentru tehnologie înaltă

Principalele exponate sînt :

- a. Laserele, care cuprind în special noul laser de putere pe bază de ioni ILA-190, precum și aplicațiile lor în măsurarea lungimilor și a testelor de aliniere, terapie medicală, holografie, telecomunicații optice precum și în alte domenii.
- b. Materiale noi, cum ar fi componentele plastice optice.
- c. Fibrele optice, fibre cablate și conectori pentru fibre optice de telecomunicații.
- d. Aparatură pentru observații astronomice precum și documentație tehnică pentru observatoarelor astronomice aflate în construcție cum ar fi cel de la TERSKOL (URSS) care va fi echipat cu un reflector de 2 m tip RCC precum și noul telescop RCC de 800 mm cu oglinzi vitoceramice.

De asemenea a fost expus fizic noul telescop Solar de 200 mm care va fi instalat în noul planetarium din Berlin.

Echipament pentru fabricarea componentelor microelectronice

Se expun aici cîteva produse din gama microscopelor pentru observații.

Echipamente care ajută la creșterea productivității în agricultură

Echipamentele prezentate în acest an la tîrgul de la Leipzig stau sub egida motto-ului : „PROCESE ȘI PRODUCȚIE ALIMENTARĂ EFICIENTĂ”. Performanțele instrumentelor de analiză și a microscopelor au fost și sînt demonstrate cu prisosință în special în domeniul analizei solului și al culturilor. Sistemul de analiză Ultramicrolitre SUMAL cu nolle aplicații, contribuie la creșterea productivității, în domeniul creșterii animalelor și oferă avantaje în medicina veterinară, supravegherea stocurilor depozitate, controlul sănătății plantelor și analiza dăunătorilor.

Aplicațiile instrumentelor de analiză și a microscopelor prezentate duc la creșterea calității și eficienței utilizării lor în industria alimentară. Instrumentele de supraveghere și con-

trol, echipamentul fotografovmetric sînt prezentate cu fiind o componentă de bază a unei agriculturi planificate.

Testare și control în ingineria mecanică

Rapid și eficient, testul dimensional și de calitate este dovedit de către instrumentele metrologice precum și de microscopul pentru analiză metalografică. Principalele expozate în acest sens sînt: noua cameră de test precum și fotomicroscopul metalografic NEOPHOT-32.

Aparatura medicală

Principalele produse expuse din acest domeniu, sînt instrumentele oftalmologice și noua generație de microscopul chirurgical. Gama microscopelor de diagnostic pentru laboratoare medicale a fost extinsă prin cîteva noi produse și printr-o serie de înlesniri datorate sistemelor de automatizare a procesului de proiecție a imaginii.

Bunuri de larg consum

Atenția vizitatorilor și anume a unei anumite categorii de vizitatori (vînătorii) s-a concentrat puternic asupra acestui stand. Pe lângă lunete pentru arme de vînătoare și competiții sportive, binocluri, teleobiective etc., au fost prezentate în cadrul acestui stand și truse compas, pedometre etc.

Produse semnificative

Metrologie — microscopul de măsurat în două coordonate „2KMO1-250 CM”

1. Măsurarea precisă a parametrilor datorită sistemului de măsurare cu rezoluție înaltă, cu sistem electronic de corecție a erorii.
2. Viteză ridicată de măsurare, cu ajutorul sistemului de locație optoelectronic, reducere computerizată și afișaj care datorită construcției sale realizează imposibilitatea apariției erorilor.
3. Flexibilitate și adaptabilitate ridicată la diverse măsuri prin interschimbarea diverselor accesorii.
4. Design-ul și ergonomia permit lucrul și în poziția așezat a operatorului.

Microscopie, sistemul fotomicrografie MF-AKS.2

Sistemul fotomicrografie MF-AKS. 2 este un nou sistem de acest tip care se poate atașa la toate microscopul din gama 250-CF. Sistemul este livrat în 5 componente standardizate pentru diafragma de 35 mm astfel:

1. MF-AKS EXPOMET cu expometru încorporat. Întreaga cantitate de lumină a microscopului este suficientă pentru fotografiere și măsurare.
2. MF-AKS AUTOMATIC 2 — sistem exponometric automat, cu avans automat al filmului, destinat microfotografiei în laboratoare. Este prezentat în 3 variante:
 - MF-AKS AUTOMATIC MOT-2
 - MF-AKS AUTOMATIC-GF-MOT-2 pentru microscopul 250-CF JENA cu obiective cu numerele de cîmp 25 și 32.
 - MF-KAS AUTOMATIC-MOT-POL 2 pentru microscopul JENAPOL și JENA — interphako precum și pentru adaptoare TV/MF 0,8/1,5.
3. Camera MF-AKS MATIC-MOT-2 cu sistem de expunere automat, avansul filmului motorizat, pentru scopuri microfotografice ce pot fi rezolvate prin intermediul microscopului 250 CF JENA.

Analiza optică. Refractometre de buzunar. Tester zahăr și tester termic

Cele două testere sînt două noi produse care se adaugă gamei de refractometre deja existente.

Dimensiunile sale de gabarit precum și greutatea extrem de redusă, conferă avantaje deosebite cum ar fi purtarea sa în buzunar asemeni unui stilou.

Testerul de zahăr este utilizat pentru determinarea concentrației de zahăr din sucul de fructe. Aparatul este prevăzut cu două scale: una pentru citirea directă în grade Brix iar alta gradată în grade Oechsle pentru măsurarea concentrației din sucul de struguri.

În principal, aparatul poate fi utilizat în: viticultură și controlul trestiei de zahăr precum și în pomicultură și orangerii.

Testerul termic este destinat verificării calității lichidului antigel al automobilelor.

Caracteristici tehnice

- Tester de zahăr
- Domeniul de măsură: 0—35°Bx și 0—150° Oe
- Eroarea brută: $\pm 0,25^\circ\text{Bx}$; $\pm 1^\circ\text{Oe}$
- Lungimea: 130 mm
- Greutatea: 75 g
- Testerul termic
- Domeniul de măsură: sub 35° C
- Gradații: din 5 în 5 grade
- Lungimea: 130 mm
- Greutatea: 75 g

Astronomie — universarium un nou planetarium

Universarium surclasează restricțiile inerente în design-ul planetariilor clasice cum ar fi prezentarea geocentrică limitată a distanței temporale, permițind o vedere de ansamblu a boltei cerești din diferite poziții (lună, alte planete sau un punct oarecare din cosmos) în orice perioadă temporală. Aceasta este realizată cu ajutorul unui glob stelar amplasat în domul central și cu ajutorul unor proiectoare individuale, acționate cibernetic pentru: soare, lună și alte planete. Alte avantaje rezultă din posibilitatea instalării echipamentelor într-un amfiteatru înclinat.

Lasere — Laserul cu ioni de argon ILA-190

ILA-190 este un laser de putere mare de undă continuă, cu argon. Configurația de bază poate fi extinsă prin utilizarea ETALON 190, LM 30 W Power Meter, rotatorului de polarizare și oglinzilor speciale. Puterea minimă este de 10 W. Cu selectorul de linie puterea de ieșire realizată în TEM₀₀₀ este între 4,5 și 3,5 W.

Microchirurgie și oftalmologie

Noul microscop chirurgical cu mecanism paralelogram

O nouă gamă de aparate pentru microchirurgie au fost dezvoltate cuprinzînd:

Microscopul chirurgical OPM 240 F și OPM 250 F cu sistem paralelogram și surgiscoapele cu lampă cu fantă OPS 341 și OPS 351.

Sistemele OPS permit o chirurgie modernă a ochiului precum și o diagnosticare specială a segmentului ocular.

Principalele domenii de aplicabilitate ale modelelor OPM sînt operațiile chirurgicale în otorinolaringologie, sistemul neural, vascular, chirurgia plastică și generală, ginecologie.

Lentilele oftalmoscopice AOL

Aceste lentile permit oftalmologului examinarea unei zone mai largi a fundului oculi în oftalmoscopia indirectă. Se livrează în seturi pentru trei unghiuri de vedere: 35°, 50°, 65°.

VIORICA ANASTASESCU
LUCREȚIA PANĂ

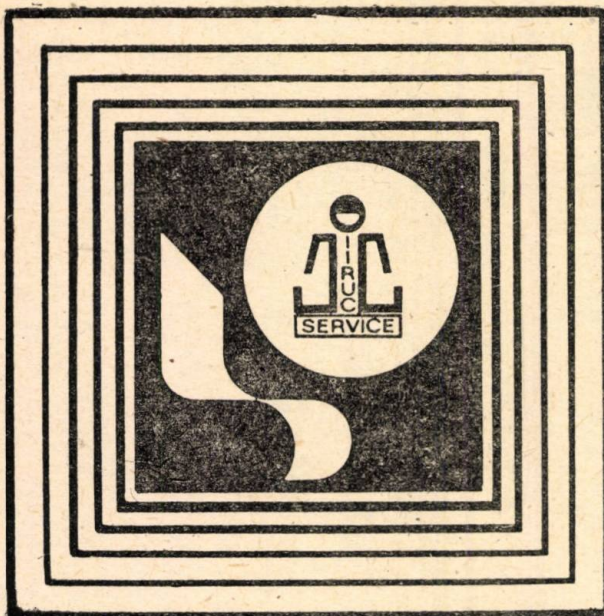
Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Vic-

toriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei; nu se fac decât abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export — import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26



Tiparul :
Întreprinderea Poligrafică „Informația”
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1462



IIRUC service

**Întreprinderea pentru Întreținerea
și Repararea Utilajelor de Calcul
și de Electronică Profesională**

București — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

Întreprinderea noastră a luat ființă în 1968, în București.

Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru o gamă foarte largă de echipamente, printre care:

- comandă numerică pentru mașini-unelte
- sisteme și minisisteme de calcul
- instrumente electronice de analiză și măsură
- automate de dirijarea circulației
- televiziune în circuit închis
- radiotelefoane
- aparatură medicală
- diverse alte echipamente

În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :

- întreținerea preventivă periodică
- intervenții la cerere la sediul beneficiarului
- reparații și recondiționări în laboratoare proprii
- instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.

Aceste servicii sunt oferite atât utilizatorilor, cât și producătorilor români sau străini, în România sau pe terțe piețe.

**11 SECȚII
DE PRODUCȚIE
— 80 DE FILIALE**

În prezent, IIRUC deține contracte de service cu mai mult de 16 000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350 000 de unități fizice.

Mai mult decât atât, acest parc se caracterizează prin existența a aproximativ 1 000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenți.

Pentru a răspunde acestor cerințe, ne-am structurat activitatea pe 11 secții de producție coordonate prin Sediul Central din București.

Secții naționale pentru service dedicat

- S 15 — Procese automatizate prin comandă numerică
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 87.37.20
- S 20 — Sisteme și minisisteme de calcul cu utilizare generală
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secții teritoriale pentru service generalizat

- S 03 — BUCUREȘTI
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.60.65
- S 07 — OLTEANIA
— Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61
- S 08 — BANAT
— Piața 700, Timișoara/România, tel. : 961/3.45.26
- S 09 — TRANSILVANIA-NORD
— Str. Cîmpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14
- S 10 — TRANSILVANIA-SUD
— Str. Traian nr. 34, Brașov/România, tel. : 921/3.09.37
- S 11 — MOLDOVA
— Str. Republicii, Iași/România, tel. : 981/3.28.44, 3.33.02
- S 12 — MUNTENIA
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.61.80
- S 13 — DOBROGEA
— Str. Poporului nr. 121, Constanța/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93



1088 100 0 7

E 2040

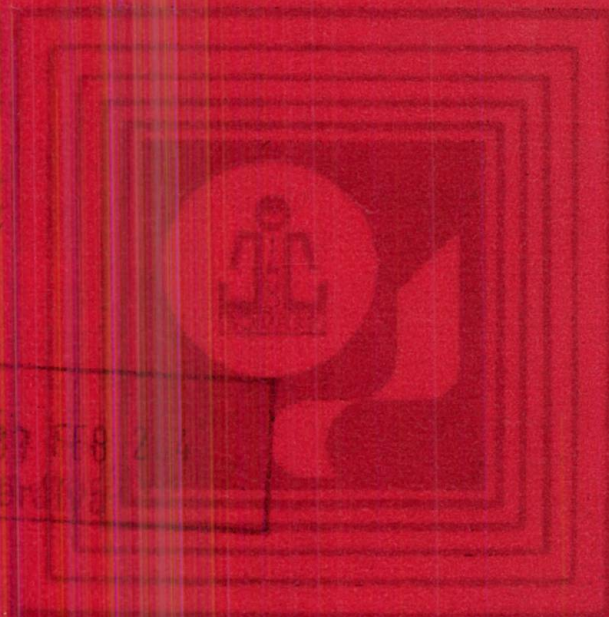
04

ETE

service

1987 FEB 24

1987 FEB 24



1987 FEB 24

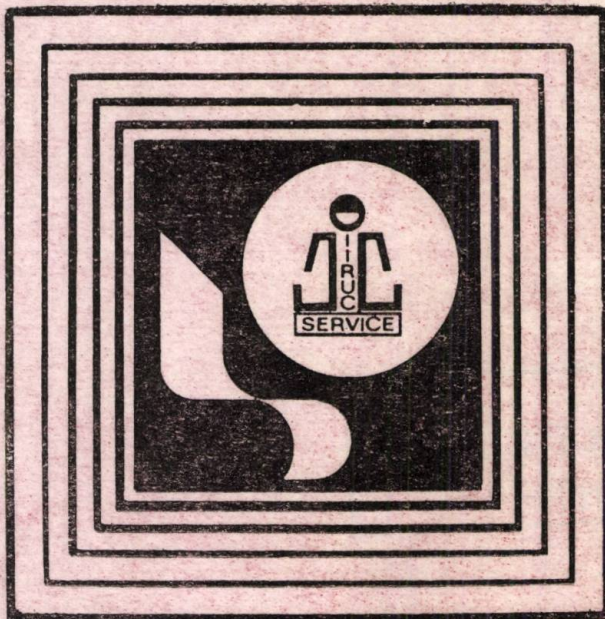
1987 FEB 24

1987 FEB 24

1987 FEB 24

1987 FEB 24

Electrotehnica Electronica Automatica



IIRUC service

**Întreprinderea pentru Întreținerea
și Repararea Utilajelor de Calcul
și de Electronică Profesională**

București — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

Întreprinderea noastră a luat ființă în 1968, în București.

Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru o gamă foarte largă de echipamente, printre care: ● comandă numerică pentru mașini-unelte ● sisteme și minisisteme de calcul ● instrumente electronice de analiză și măsură ● automate de dirijarea circulației ● televiziune în circuit închis ● radiotelefoane ● aparatură medicală ● diverse alte echipamente

În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :

● întreținerea preventivă periodică ● intervenții la cerere la sediul beneficiarului ● reparații și recondiționări în laboratoare proprii ● instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.

Aceste servicii sunt oferite atât utilizatorilor, cât și producătorilor români sau străini, în România sau pe terțe piețe.

11 SECȚII DE PRODUCȚIE — 80 DE FILIALE

În prezent, IIRUC deține contracte de service cu mai mult de 16 000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350 000 de unități fizice.

Mai mult decât atât, acest parc se caracterizează prin existența a aproximativ 1 000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenți.

Pentru a răspunde acestor cerințe, ne-am structurat activitatea pe 11 secții de producție coordonate prin Sediul Central din București.

Secții naționale pentru service dedicat

- S 15 — Procese automatizate prin comandă numerică
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 87.37.20
- S 20 — Sisteme și minisisteme de calcul cu utilizare generală
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secții teritoriale pentru service generalizat

- S 03 — BUCUREȘTI
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.60.65
- S 07 — OLTEANIA
— Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61
- S 08 — BANAT
— Piața 700, Timișoara/România, tel. : 961/3.45.26
- S 09 — TRANSILVANIA-NORD
— Str. Cîmpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14
- S 10 — TRANSILVANIA-SUD
— Str. Traian nr. 34, Brașov/România, tel. : 921/3.09.37
- S 11 — MOLDOVA
— Str. Republicii, Iași/România, tel. : 981/3.28.44, 3.33.02
- S 12 — MUNTENIA
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.61.80
- S 13 — DOBROGEA
— Str. Poporului nr. 121, Constanța/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93

ELECTROTEHNICA, AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

Anul 31

Nr. 4

noiembrie 1987

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.3.012.8 : 537.311.3

REȚEA LOGICĂ NECONECTATĂ
CIRCUITE INTEGRATE LOGICE SEMIPROCESATE
CIP STANDARD

Popescu, C.A. ș.a.: Rețea logică neconectată — RN—2000.
E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 4, noiembrie 1987, p. 131

Lucrarea prezintă elemente de proiectare a unei rețele logice neconectate — RN—2000 destinată realizării de circuite integrate logice semiprocesate. RN—2000 este un cip standard destinat integrării de circuite logice, realizat cu ajutorul unui proces tehnologic cu izolare prin difuzie de colector (CDI). Se prezintă arhitectura cipului standard, tipurile de celule utilizate și principalele funcții ce se pot obține prin interconectarea componentelor acestor celule.

CZ 621.3.012

CIRCUIT INTEGRAT
STABILIZATOR DE PUTERE
TENSIUNE NEGATIVĂ

Gheorghiu, C. ș.a.: ROB 79XX — Familie de stabilizatoare de putere pentru tensiuni negative.
E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 4, noiembrie 1987, p. 134

În lucrare sunt prezentate problemele specifice ale proiectării și realizării familiei de circuite integrate stabilizatoare de putere pentru tensiuni negative ROB 79 XX. Sunt prezentate principiile de proiectare a schemei electrice, rezultatele modelării pe calculator precum și rezultatele experimentale obținute.

CZ 530.145 : 681.332

SIMULARE DE CIRCUIT
MATRICE RARĂ
LISTA BIDIRECȚIONALĂ ÎNLĂNȚUITĂ
ELIMINARE GAUSSIANĂ
MINICALCULATOR DE 16 BIȚI

Niculiu, T. ș.a.: Matrice rare în simularea de circuit.
E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 4, noiembrie 1987, p. 136

Exploatarea rarității matricilor ce descriu circuitele electronice a devenit o condiție necesară în proiectarea unui simulator de circuit performant. Implementarea unui astfel de program pe un minicalculator îl face larg accesibil, însă trebuie depășite limitările de viteză, memorie și precizie. Lucrarea prezintă succint structura de date și algoritmul ce stă la baza unei proceduri de rezolvare a unui sistem de ecuații liniare utilizând tehnici pentru matrice rare — procedura constituind nucleul unui simulator de circuit proiectat pentru minicalculatoarele tip CORAL/INDEPENDENT.

CZ 681.92 : 537.311.33

CONTACT METAL-SEMICONDUCTOR
STRAT DE SUPRAFAȚĂ
MODELARE

Căbuz, C. ș.a.: Modelarea contactelor metal-semiconductor cu straturi de suprafață foarte subțiri.
E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 4, noiembrie 1987, p. 138

Cu ajutorul unui model cuantic original se modelează bariera și caracteristica curent-tensiune a contactelor metal semiconductor cu strat de suprafață extrem de subțire. Se pun în evidență efecte calitativ noi față de cele raportate pentru straturi mai groase.

CZ 621.793

METALIZAREA LA SEMICONDUCTOARE
INVESTIGARE MICROFIZICĂ
RETROIMPRĂȘTIERE

Voiculescu, G. ș.a.: Caracterizarea straturilor subțiri prin retroimprăștierea Rutherford.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 4, noiembrie 1987, p. 141

Retroimprăștierea Rutherford (RBS) este o tehnică microfizică de analiză cantitativă nedistructivă și precisă a straturilor subțiri. Lucrarea prezintă stadiul actual și primele aplicații ale metodei în controlul unor procese tehnologice din fluxul de realizare a dispozitivelor semiconductoare de putere.

CZ 621.66 : 658.2

RECEPTOR OPTOELECTRONIC
COMUNICAȚII OPTICE

Căldăraru, M. ș.a.: Maximizarea produsului responsivitate — bandă pentru un receptor optoelectronic integrat monolitic.
E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 4, noiembrie 1987, p. 143

Lucrarea urmărește optimizarea configurației și a parametrilor tehnologici caracteristici unui receptor optoelectronic integrat monolitic, în scopul obținerii unui produs responsivitate-bandă ridicat. S-a calculat funcția de transfer a receptorului optoelectronic, determinându-se astfel parametrii tehnologici și optoelectronici.

CZ 621.375 : 621.396.6

AMPLIFICATOR DE MICROUNDURI
CIFRA DE ZGOMOT
PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR
TRANZISTOARE „MODFET”

Neculoiu, D. ș.a.: Algoritmi numerici pentru analiza și optimizarea performanțelor de zgomot ale amplificatoarelor de microunduri.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 4, noiembrie 1987, p. 145

Este dezvoltată o metodă rapidă și economică de analiză și optimizare pe calculator a performanțelor de zgomot ale circuitelor complexe destinate amplificării semnalelor în domeniul microundurilor. Metoda, bazată pe formalismul cu matrici ABCD, utilizează circuite echivalente de zgomot de mare acuratețe pentru modelarea diporților active și pasive. Ca exemplificare, sunt proiectate amplificatoare de zgomot realizate cu mai multe etaje cu tranzistoare MODFET din AlGaAs/GaAs în banda Ku (12—18 GHz).

CZ 681.332

SISTEM DE DEZVOLTARE
MICROCALCULATOR
MICROPROCESOR 8086

Olariu, A. ș.a.: Sistem de dezvoltare pentru aplicații cu microprocesorul 8086.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 4, noiembrie 1987, p. 151

Lucrarea prezintă un sistem de dezvoltare, realizat cu ajutorul microcalculatorului monoplacă MIC-86, bazat pe familia de microprocesoare 8086 și 8087, funcționarea acestui sistem și interconectarea lui cu alte sisteme prin intermediul magistralei MULTIBUS.

CZ 621.316.7

SISTEM AUTOMAT DE TESTARE
STABILIZATOR MONOLITIC

Tudosă, R. ș.a.: Sistem automat de testare a stabilizatorului monolitic ROB 305 : (III) Calculul erorilor.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 4, noiembrie 1987, p. 152

Lucrarea de față abordează problema erorilor de măsurare ale interfeței de testare a stabilizatorului monolitic ROB 305 descrisă în prima parte a acestei lucrări. Se pun în evidență sursele de eroare, modalitățile de minimizare și se determină valorile tipice ale erorilor de măsurare.

CZ 621.365.4 : 621.314.235

TRANSFORMATOR

ANTENA

PUTERE RF

Muntean, V. : Transformator de radiofrecvență pentru adaptarea antenei de bandă largă.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 4, noiembrie 1987, p. 156

Se prezintă un studiu al transformatoarelor de adaptare a antenelor simetrice de bandă largă la emițătoare și verificarea practică experimentală pe un exemplu calculat.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3: 012.8: 537.311.3

ЛОГИЧЕСКАЯ НЕСОЕДИНЕННАЯ СЕТЬ
ЛОГИЧЕСКИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ПОЛУОБРАБО-
ТАННЫЕ СХЕМЫ
СТАНДАРТНЫЙ ЧИП

Попеску, К. А. и др.: Логическая несоединенная сеть—РН-2000.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, № 4, ноябрь 1987 г., стр. 131

Работа представляет элементы проектирования логической несоединенной сети—РН-2000, предназначенной для создания логических интегральных полуобработанных микросхем. РН—2000—стандартный чип предназначенный для интегрирования логических микросхем, созданной с помощью технологического процесса с изоляцией коллекторной диффузии (CDI). Представляется структура стандартного чипа, типы используемых ячеек и основные функции, получаемые межсоединением элементов этих ячеек.

УДК 621.3.012:

ИНТЕГРАЛЬНАЯ МИКРОСХЕМА
МОЩНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР
ОТРИЦАТЕЛЬНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

Георгиу, К. и др.: РОБ 79-XX—Семья мощных стабилизаторов для отрицательных напряжений.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, № 4, ноябрь 1987 г., стр. 134

В работе представлены специфические вопросы проектирования и создания семьи интегральных схем, мощных стабилизаторов для отрицательных напряжений РОБ 79XX. Представлены принципы проектирования электрической схемы, результаты моделирования на калькуляторе, а также и полученные экспериментальные результаты.

УДК 530.145: 681.332

СИМУЛЯЦИЯ СХЕМЫ
РЕДКАЯ МАТРИЦА
ДВУХНАПРАВЛЕННЫЙ СЦЕПЛЕННЫЙ ПЕРЕ-
ЧЕНЬ
ИСКЛЮЧЕНИЕ ГАУСС
МИНИКАЛЬКУЛЯТОР 16 БИТ

Никулицу, Т. и др.: Редкие матрицы в симуляции схемы.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, № 4, ноябрь 1987 г., стр. 136

Разработка редкости матриц, описывающих элементарные схемы, стала необходимым условием в проектировании симулятора схемы с оптимальными характеристиками. Имплементация такой программы на миникалькуляторе, придавая ему широкую доступность, а необходимо превышать ограничения скорости, памяти и точности.

Работа кратко представляет структуру данных и алгоритм, которые стоят на основе способа решения системы линейных уравнений, используя технику редких матриц—процедура является ядром симулятора проектированной схемы для миникалькуляторов типа КОРАЛ/НЕЗАВИСИМО.

УДК 681.92:537.311.33

КОНТАКТ-МЕТАЛЛ-ПОЛУПРОВОДНИК
ПОВЕРХНОСТНЫЙ СЛОЙ
МОДЕЛИРОВАНИЕ

Кэбуз, К. и др.: Моделирование контактов металл-полупроводник с очень тонкими поверхностными слоями.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, № 4, ноябрь 1987 г., стр. 138

Rutherford обратное рассеяние (РБС)—микрофизическая техника количественного неразрушительного точного анализа тонких слоев. Работа представляет актуальное состояние и первые применения метода контроля технологических процессов потока изготовления мощных полупроводниковых приборов.

УДК 621.793:

МЕТАЛЛИЗАЦИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВ
МИКРОФИЗИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ
ОБРАТНОЕ РАССЕЯНИЕ

Войкулеску, Г. и др.: Представление характеристик тонких слоев Rutherford обратным рассеянием.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, № 4, ноябрь 1987 г., стр. 141

Rutherford обратное рассеяние (RBS) — микрофизическая техника количественного неразрушительного точного анализа тонких слоев. Работа представляет актуальное состояние и первые применения изготовления мощных полупроводниковых приборов.

УДК 621.66: 658.2

ОПТОЭЛЕКТРОННЫЙ ПРИЕМНИК
ОПТИЧЕСКИЕ СВЯЗИ

Галдарау, М. и др.: Максимализация изделия время ответа полоса для оптоэлектронного интегрального монолитного приемника.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, № 4, ноябрь 1987 г., стр. 143

Цель этой работы является оптимизация конфигурации и технологических характерных параметров оптоэлектронного интегрального монолитного приемника для получения изделия время-ответа-полоса с повышенными характеристиками. Подсчитывается функция переноса оптоэлектронного приемника, определяя таким образом, технологические и оптоэлектрические параметры.

УДК 621.375: 621.396.6

МИКРОВОЛЬТОВЫЙ УСИЛИТЕЛЬ
ЦИФР ШУМА
ПРОЕКТИРОВАНИЕ С ПОМОЩЬЮ ЭВМ
МОП ПОЛЕВЫЕ /ТРАНЗИСТОРЫ

Некулою, А. и др.: Цифровые алгоритмы для анализа и оптимизации шумных оптимальных характеристик микроволновых усилителей.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, № 4, ноябрь 1987 г., стр. 145

Развивается скорый и экономический метод анализа и оптимизации на калькуляторе оптимальных шумных характеристик сложных схем, предназначенных для усиления сигналов в микроволновой области. Метод, основанный на формализме с матрицами АБКД, использует эквивалентные схемы шума большой точности для моделирования активных и пассивных двух затворов, как пример, проектированы усилители низкого шума с более многими каскадами.

УДК 681.332

СИСТЕМА РАЗВИТИЯ
МИКРО-ЭВМ
МИКРОПРОЦЕССОР 8086

Одариу, А. и др.: Система развития с применениями микропроцессора 8086.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, № 4, ноябрь 1987 г., стр. 151

Работа представляет систему развития, созданную с помощью ЭВМ-модоска МИК-86, основанной на семье микропроцессор 8086 и 8087, работа этой системы и её межсоединение с другими системами с помощью МУЛТИБУС-магистрала.

УДК 621.316.7

АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ИСПЫТАНИЯ МОНОЛИТНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР

Тудосэ, Р. и др. Автоматическая система испытаний монолитного стабиллизатора РОБ 305: (III) Расчёт ошибок.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, № 4, ноябрь 1987 г., стр. 152

Настоящая работа разрабатывает вопрос ошибок измерения интерфейса испытания монолитного стабилизатора РОБ 305, описанной в первой части этой работы. Выявляются источники ошибок, способы минимизации и определяются типические значения измерительных ошибок.

УДК 621.365.4: 621.314.235

ТРАНСФОРМАТОР АНТЕННА РАДИОЧАСТОТНАЯ МОЩНОСТЬ

Муртеан, В.: Радиочастотный трансформатор для приспособления антенны широкой полосы.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, № 4, ноябрь 1987 г., стр. 156

Представляется изучение трансформаторов приспособления симметричных антенн широкой полосы у передатчиков и практическая экспериментальная проверка на основе расчётного примера.

INHALT

DK 621.3.012.8 : 537.311.3

NICHT ANGESCHLOSSENES LOGISCHES NETZ HALBPROZESSIERTE LOGISCHE INTEGRIERTE SCHALTKREISE STANDARD-CHIP

Popescu, C.A. u.a.: Nicht angeschlossenes logisches Netz—RN—2000.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 4, november 1987, S. 131

Die Arbeit stellt Entwurfselemente eines nicht angeschlossenen logischen Netzes—RN—2000 dar, das zur Realisierung von halbprozessierten logischen integrierten Schaltkreisen bestimmt ist. RN—2000 ist ein Standard-Chip, das zur Integrierung von logischen Schaltkreisen bestimmt ist und das mit Hilfe eines technologischen Prozesses mit Isylierung durch Kollektor+Diffusion (CDI) realisiert ist. Es werden die Architektur des Standard-Chips, die eingesetzten Zellentypen und die Hauptfunktionen, die durch die Zusammenschaltung der Restandteile dieser Zellen erhalten werden können, dargestellt.

DK 621.3.012 :

INTEGRIERTER SCHALTKREIS LEISTUNGSSTABILISATOR NEGATIVE SPANNUNG

Gheorghiu, C. u.a.: ROB 79 XX—Familie von Leistungsstabilisatoren für negative Spannungen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 4, November 1987, S. 134

In der Arbeit werden die spezifischen Probleme des Entwurfs und der Realisierung der Familie von integrierten Schaltkreisen zur Leistungsstabilisierung für negative Spannungen ROB 79 XX beschrieben. Es werden die Entwurfsprinzipien des elektrischen schemas, die Ergebnisse der Modellierung auf dem Rechner, sowie die erhaltenen experimentellen Ergebnisse dargestellt.

DK 530.145 : 681.332

STROMKREIS + SIMULIERUNG

RARE MATRIZE

VERKETTETE LISTE MIT ZWEI RICHTUNGEN

GAUSSISCHE ELIMINATION

16BIT — MINIRECHNER

Niculiu, T. u.a.: Rare Matrizen in der Stromkreis-Simulation.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 4, nov 1987, S. 136

Die Nutzung der Rarität der Matrizen die elektronischen Schaltkreise beschreiben ist eine notwendige Bedingung beim Entwurf eines leistungsfähigen Schaltkreis-Simulators geworden. Die Realisierung eines solchen Programms auf einem Minirechner macht diesen weit zugänglich aber es müssen die Begrenzungen der Geschwindigkeit, der Speicherung und Genauigkeit überschritten werden. Die Arbeit beschreibt bündig die Dateistruktur und der Algorithmus, die einer Lösungsprozedur eines Systems von linearen Gleichungen zugrundeliegen, indem Techniken für rare Matrizen verwendet werden — die Prozedur stellt dabei den Kern eines Schaltkreis-Simulators, der für die Minirechner Typ CORAL/INDEPENDEN entworfen wurde, dar.

DK 681.92 : 537.311.33

KONTAKT METALL — HALBLEITER OBERFLÄCHENSCHICHT MODELLIERUNG

Căbuz, C. u.a.: Die Modellierung der Kontakte Metall-Halbleiter mit sehr dünnen Oberflächenschichten.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 4, nov 1987, S. 138

Mit Hilfe eines originellen quantischen Modells wird die Barriere und die Strom-Spannung-Charakteristik der Metall-Halbleiter-Kontakte mit sehr dünner Oberflächenschicht modelliert. Es werden qualitativ neue Effekte gegenüber denjenigen, die für dickere Schichten berichtet wurden, hervorgehoben.

DK 621. 793 :

DIE METALLISIERUNG BEI DEN HALBEITERN MIKROPHYSIKSLISCHE ERFORSCHUNG RÜCKSTREUUNG

Voiculescu, G. u.a.: Charakterisierung der dünnen Schichten durch die Rutherford-Rückstreuung.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 4, nov 1987, S. 141

Die Rutherford-Rückstreuung (RBS) ist eine mikrophysikalische Technik für die zerstörungsfreie und genaue quantitative Analyse der dünnen Schichten. Die Arbeit beschreibt den aktuellen Stand und die Ersten Anwendungen der Methode in der Kontrolle einiger technologischen Prozesse aus dem Realisierungsfluss der Halbleiter-Leistungsvorrichtungen.

DK 621.66 : 658.2

OPTOELEKTRONISCHER EMPFÄNGER OPTISCHE KOMMUNIKATIONEN

Căldăraru, M. u.a.: Die Maximalisierung der Produktes absolute Empfindlichkeit-Band für einen monolithisch integrierten optoelektronischen Empfänger.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 4, nov 1987, S. 143

Die Arbeit verfolgt die Optimierung der Konfiguration und der für einen monolithisch integrierten optoelektronischen Empfänger charakteristischen technologischen Parameter, zum Zweck der Erhaltens eines hohen Produktes absolute Empfindlichkeit-Band. Es wurde die Übertragungsfunktion des optoelektronischen Empfängers berechnet und auf diese Weise wurden die technologischen und optoelektronischen Parameter bestimmt.

DK 621.375 : 621.396.6

MIKROWELLENVERSTÄRKER RAUSCHWERT RECHNERGESTÜTZTER ENTWURF „MODFET“ — TRANSISTOREN

Neculoiu, D. u.a.: Numerische Algorithmen für die Analyse

und Optimierung der Grenzwerte des Rauschens der Mikro-
wellenverstärker.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 4, nov 1987, S. 145

Es wird eine schnelle und ökonomische Methode zur Analyse und Optimierung auf den Rechner den Grenzwerte des Rauschens der komplexen Schaltkreise, die zur Signalverstärkung im Mikrowellenbereich bestimmt sind, entwickelt. Die Methode, die auf dem Formalismus mit ABCD — Matrizen basiert, setzt äquivalente Rausch-Schaltkreise hoher Präzision für die Modellierung der aktiven und passiven Zweitore ein. Als Beispiel werden Verstärker mit geringem Rauschen mit mehreren Stufen mit MODFET-Transistoren aus AlGaAs/GaAs im Band Ku (12–18 GHz) entworfen.

DK 681.332

ENTWICKLUNGSSYSTEM

MIKRORECHNER

MIKROPROZESSOR 8086

Olariu, A. u.a.: Entwicklungssystem für Anwendungen mit dem Mikroprozessor 8086.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 4, nov 1987, S. 151

Die Arbeit stellt ein Entwicklungssystem das mit Hilfe des Mikrorechners Einplatte MIC — 86 realisiert ist und auf der Familie der Mikroprozessoren 8086 und 8087 basiert, die Funktion dieses Systems und dessen Überleitung mit anderen Systemen mittels der Magistrale MULTIBUS dar.

DK 621.316.7

SELBSTTÄTIGES TESTSYSTEM

MONOLITHISCHER STABILISATOR

Tudosă, R.u.a.: Selbsttätiges Testsystem des monolithischen Stabilisators ROB 305: (III) Fehlerberechnung.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 4, nov 1987, S. 152

Die vorliegende Arbeit erörtert das Problem der Messfehler des Test-Interface des monolithischen Stabilisators ROB 305, das im ersten Teil dieser Arbeit beschreiben wird. Es werden die Fehlerquellen, die Herabsetzungsmodalitäten gezeigt und die p typischen Werte der Messfehler bestimmt.

DK 621.365.4 : 621.314.235

TRANSFORMATOR

ANTENNE

RADIOFREQUENZ — LEISTUNG

Muntean, V.: Radiofrequenz — Transformator für die Anpassung der Breitband-Antenne.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 4, nov 1987, S. 156

Es wird ein Studium der Transformatoren für die Anpassung der symmetrischen Breitband-Antennen bei Empfängern und die experimentelle praktische Prüfung auf einem berechneten Beispiel beschrieben.

CONTENTS

DC 621.3.012.8 : 537.311.3

NONCONNECTED LOGIC NETWORK

STANDARD CHIP

Popescu, C.A. a.o.: Nonconnected logic network — RN — 2000. E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, no. 4, Nov 1987, p. 131

This work contains some design elements of a nonconnected logic network RN — 2000 designed to be used for obtaining semi-processed logic integrated circuits. RN — 2000 is a standard chip designed for logic circuit integration, obtained using a technology of collector diffusion isolation (CDI). The standard chip architecture, the cell types, and the main function obtained by interconnecting these cell components are presented.

DC 621.3.012 :

INTEGRATED CIRCUIT

POWER REGULATOR

REVERSE VOLTAGE

Gheorghiu, C. a.o.: ROB 79 XX — power regulator family for reverse voltage.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, no. 4, Nov 1987, p. 134

The specific problems of design and obtaining of the power regulator integrated circuit family for ROB 79 XX reverse voltage are presented.

The paper contains the electric diagram design rules, the computer modelling results and the obtained experimental results, too.

DC 530.145 : 681.332

CIRCUIT SIMULATION

RARE MATRIX

LINKED BIDIRECTIONAL LIST

GAUSSIAN ELIMINATION

16 BIT MINICOMPUTER

Niculita, T. a.o.: Rare matrix in the circuit simulation.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, no. 4, Nov 1987, p. 136

Taking advantage of the matrices that describe the electronic circuits has become a necessary condition in the designing of a performance circuit simulator. The implementation of such a program on a minicomputer makes it wide of access, but the speed, memory and accuracy limits must be passed beyond. The paper described briefly the data system and the algorithm the are the basis of a solving technique of a linear equation system using the rare matrices techniques — the procedure being the nucleus of a circuit simulator designed for the CORAL/INDEPENDENT minicomputers.

DC 681.92 : 537.311.33

METAL SEMICONDUCTOR CONTACT

SURFACE LAYER

MODELLING

Căbuz, C. a.o.: Metal — semiconductor contact modelling with very thin surface layers.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, no. 4, nov 1987, p. 138

Using an initial quantum model, the current voltage barrier and characteristic of the very thin surface layer metal-semiconductor contacts can be modelled.

New qualitative effects comparing to those reported for thicker layers are emphasized.

DC 621.793 :

SEMICONDUCTOR METALLIZATION

MICROPHYSICS INVESTIGATION

BACK SCATTERING

Voiculescu, G. a.o.: Thin layer characterization by Rutherford back scattering.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, no. 4, nov 1987, p. 143

The Rutherford backscattering (RBS) is a microphysics technique of an accurate non-destructive quantitative analysis of the thin layers. This paper describes the real stage and the first applications of this method for controlling the technological processes of the power semiconductor devices fabrication.

DC 621.66 : 658.2

OPTOELECTRONIC RECEIVER

OPTICAL COMMUNICATION

Căldăraru, M. a.o.: Maximization of the responsivity — band product for an optoelectronic integrated monolithic receiver.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, no. 4, nov 1987, p.

This paper deals with the optimization of the configuration and the technological parameters specific to an integrated optoelectronic monolithic receiver in order to obtain a high responsivity — band product. The optoelectronic receiver transfer function was computed defining the optoelectronic and technological parameters.

DC 621.375 : 621.396.6

MICROWAVE AMPLIFIER

NOISE FACTOR

COMPUTER — ASSISTED DESIGN

„MODFET TRANSISTORS”

Neculoiu, D. a.o.: Numerical algorithms for analysis and noise performance optimization of the microwave amplifiers.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, no. 4, nov 1987, p. 145

A swift and economic method for analysing and computer optimization of the complex circuit noise performance designed to be used for signal amplifying for microwaves is elaborated.

This method, based on the ABCD matrices formalism, uses high accuracy noise equivalent circuit for modelling active and passive double gates.

As an example, there are designed low noise amplifiers with more stages with MODFET transistors of AlGaAs/GaAs into the ku band (12–18 GHz).

DC 681.332

DEVELOPMENT SYSTEM
MICRO COMPUTER
8086 MICROPROCESSOR

Olariu, A. a.o. : Development system for 8086 microprocessor applications.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, no. 4, nov 1987, p. 151

This paper presents a development system obtained using the MIC — 86 monoplata microcomputer based on the 8086 and 8087 microprocessor families, and its functioning and the system interconnection with other systems by the MULTIBUS line.

DC 621.316.7

TESTING AUTOMATIC SYSTEM
MONOLITHIC REGULATOR

Tudosă, R. a.o. : Testing automatic system of the ROB 305 monolithic regulator : (III) Error computing,

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, no. 4, nov 1987, p. 152

This paper deals with the measuring error problem of the testing interface of the ROB 305 monolithic regulator described in the first chapter of this paper. The error sources and the minimization ways are emphasized and the measuring error typical values are determined.

DC 621.365.4 : 621.314.235

TRANSFORMER
ANTENNA
RF POWER

Muntean, V. : RF transformer for wide band antenna accommodation.

E.E.A. — *Automatica și Electronica* 31, no. 4, nov 1987, p. 156

An investigation of the accommodation transformers of the wide band symmetrical antennas for emitters and the experimental practice checking up on a computed example is presented.

SOMMAIRE

CD 621.3.012.3 : 537.311.3

RÉSEAU LOGIQUE NON-CONNECTÉ
CIRCUITS INTÉGRÉS LOGIQUES PARTIELLEMENT
TRAITÉS
CHIP STANDARD

Popescu, C.A. et autres : Réseau logique non-connecté — RN—2000.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 4, novembre 1987, p. 131

Dans cet ouvrage on présente des éléments de projection d'un réseau logique non-connecté—RN—2000 destiné à la réalisation des circuits intégrés logiques partiellement traités. RN—2000 est un chip standard destiné à l'intégration des circuits logiques, réalisé à l'aide d'un processus technologique avec isolation par diffusion de collecteur. On y présente aussi la structure du chip standard, les types de cellules utilisées ainsi que les principales fonctions qui peuvent être obtenues par l'interconnection des composants de ces cellules.

CD 621.3.012 :

CIRCUIT INTÉGRÉ
STABILISATEUR DE PUISSANCE
TENSION NÉGATIVE

Gheorghiu, C. et autres : ROB 79XX — Famille de stabilisateurs de puissance pour tensions négatives.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 4, novembre 1987, p. 134

Dans cet ouvrage on présente les problèmes spécifiques de la projection et de la réalisation de la famille des circuits intégrés stabilisateurs de puissance pour tensions négatives ROB 79 XX. On y présente aussi les principes de projection du schéma électrique, les résultats du modelage sur calculateur ainsi que les résultats expérimentaux obtenus.

CD 530.145 : 681.332

SIMULATION DE CIRCUIT
MATRICE RARE
ELIMINATION GAUSS
MINICALCULATEUR DE 16 BITS

Niculiu, T. et autres : Matrices rares dans la simulation de circuit.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 4, novembre 1987, p. 136

L'exploitation de la rareté des matrices qui décrivent les circuits électroniques est devenue un condition nécessaire dans la projection d'un simulateur de circuit, ayant de grandes performances. L'introduction d'un certain programme, sur un minicalculateur, le rend de large accessibilité, mais il faut dépasser les limites de vitesse, mémoire et précision. L'ouvrage présente succinctement la structure de date et l'algorithme qui sont à la base d'une procédure de résolution d'un système d'équations linéaires en utilisant des techniques pour matrices rares — la procédure étant le noyau d'un simulateur de circuit projeté pour les minicalculateurs type CORAL/INDÉPENDANT.

CD 681.82 : 537.311.33

CONTACT METAL SÉMICONDUCTEUR
COUCHE DE SURFACE
MODELAGE

Căbuz, C. et autres : Modelage des contacts métal-sémiconducteur aux couches de surface très minces.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 4, novembre 1987, p. 138

A l'aide d'un modèle quantique original, on modèle la barrière et la caractéristique courent tension des contacts métal-sémiconducteur à couche de surface extrêmement mince. L'ouvrage met en évidence des effets qualitatifs nouveaux par rapports aux couches plus grosses.

CD 621.793 :

MÉTALISATION DES SÉMICONDUCTEURS
INVESTIGATION MICROPHYSIQUE
RÉTRODIFFUSION

Voiculescu, G. et autres : Caractérisation des couches minces par rétrodiffusion Rutherford.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 31, nr. 4, novembre 1987, p. 141

La rétrodiffusion Rutherford (RBS) est une technique microphysique d'analyse quantitative non-destructive et précise des couches minces. L'ouvrage montre l'état actuel et les premières applications de la méthode pour contrôler les processus technologiques du flux de réalisation des dispositifs sémiconducteurs de puissance.

CD 621.66 : 658.2

RÉCEPTEUR OPTOÉLECTRONIQUE COMMUNICATIONS OPTIQUES

Căldăraru, M. et autre : Le maximum du produit temps de réponse — bande pour récepteur optoélectronique intégré monolithique.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 4, novembre 1987, p. 143

L'ouvrage présente l'optimisation de la configuration et des paramètres technologiques caractéristiques d'un récepteur optoélectronique intégré monolithique pour obtenir un produit temps de réponse — bande de grande performance. On a calculé la fonction de transfert du récepteur optoélectronique pour déterminer les paramètres technologiques et optoélectroniques.

CD 621.375 : 621.396.6

AMPLIFICATEUR DE MICRO-ONDES CHIFFRE DE BRUIT PROJECTION ASSISTÉE CALCULATEUR TRANSISTORS „MODFET”

Neculoiu, D. et autres : Algorithmes numériques pour analyses et l'optimisation des performances de bruit des amplificateurs de micro-ondes.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 4, novembre 1987, p. 145

Dans cet ouvrage on présente une méthode rapide et économique d'analyse et d'optimisation sur calculateur des performances de bruit des circuits complexes destinées à l'amplification de signaux du domaine des micro-ondes. La méthode, ayant à la base le formalisme des matrices ABCD, utilise des circuits équivalents de bruit de grande précision pour le modelage des portes doubles actives et passives. Pour illustrer avec des exemples, on a projeté des amplificateurs de bruit réduit aux plusieurs stades aux transistors MOSFET de AlGaAs/GaAs en bande Ku(12—18GHz).

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Vic-

CD 681.332

SISTÈME DE DÉVELOPPEMENT MICROCALCULATEUR MICROPROCESSEUR 8086

Olariu, A. et autres : Système de développement pour applications au microprocesseur 8086.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 4, novembre 1987, p. 151

Dans cet ouvrage, on présente un système de développement réalisé à l'aide du microcalculateur à une seule plaque MIC-86, ayant à la base la famille de microprocesseurs 8086 et 8087, le fonctionnement de ce système et son interconnection avec autres systèmes à l'aide de la magistrale MULTIBUS.

CD 621.316.7

SYSTÈME AUTOMATIQUE D'ESSAI STABILISATEUR MONOLITHIQUE

Tudosă, R. et autres : Système automatique d'essai du stabilisateur monolithique ROB 305 : (III) Calcul des erreurs. E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 4, novembre 1987, p. 152

L'ouvrage cité traite le problème des erreurs de mesure de l'interface d'essai du stabilisateur monolithique ROB 305, décrit dans la première partie de cet ouvrage. On y met en évidence les sources d'erreur, les modalités de minimisation et on y précise les valeurs typiques des erreurs de mesure.

CD 621.365.4 : 621.314.235

TRANSFORMATEUR ANTENNE PUISSANCE RF

Muntean, V. : Transformateur de radiofréquence pour l'adaptation de l'antenne de bande large.

E.E.A. — Automatica și electronica 31, nr. 4, novembre 1987, p. 156

Dans cet ouvrage, on présente une étude des transformateurs d'adaptation des antennes symétriques de bande large aux émetteurs et la vérification pratique expérimentale sur un exemple calculé.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Intreprinderii „ILEXIM” — departamentul export — import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66, P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26



Tiparul :
Întreprinderea Poligrafică „Informația”
București, str. Brezoianu, nr. 23—25, cd. 1632

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Automatica și electronica nr. 4

CZ 621.3.012.8 : 537.411.3

REȚEA LOGICĂ NECONECTATĂ
CIRCUITE INTEGRATE LOGICE SEMIPROCESATE
CIP STANDARD

Rețea logică neconectată—RN—2000

CONSTANTIN A. POPESCU, OTILIA NEAGOE* — BUCUREȘTI

Introducere

Rețeaua logică neconectată RN 2000 este un cip standard dedicat integrării la comandă a circuitelor logice echivalente cu maximum 450 porți NOR, echivalent cu ULA 2000 [1].

Mărirea vitezei de lucru a impus adoptarea unui proces tehnologic de înaltă frecvență (tip CDI), alegerea unei configurații de etaj diferențial nesaturat pentru poarta logică principală și reducerea excursiei logice la 360 mV. Menținerea imunității la zgomot și reducerea puterii disipate pe poartă sub 5 mW necesită alimentarea rețelei de porți cu o tensiune stabilizată de 950 mV. Compatibilitatea porților interne cu circuitele standard TTL, LSTTL sau MOS trebuie asigurată cu circuite de interfață specifice. Un circuit integrat pe RN 2000 va prezenta diagrama bloc din figura 1.

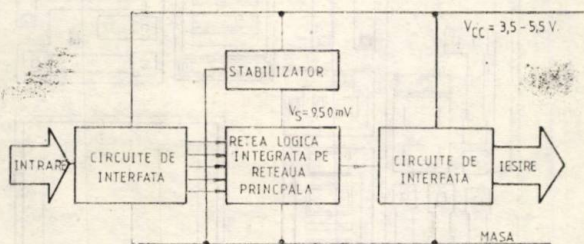


Fig. 1

1. Rezultate experimentale

Folosind un cip de test, proiectat pe o rețea de pas = 2,5 μm s-a experimentat un proces tehnologic CDI pentru obținerea atît a compo-

nentelor electronice necesare cit și a unei cascade de 2 porți NOR, cablate pe celula principală (fig. 2).

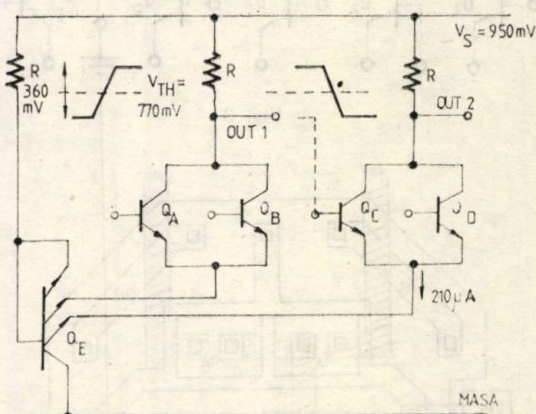


Fig. 2

S-au obținut :

a) tranzistoare NPN de 5 mA cu $V_{CEO} = 8 \text{ V}$ ($I_C = 200 \mu\text{A}$); $B_F = 80 - 250$ ($V_{CE} = 1 \text{ V}$, $I_C = 200 \mu\text{A}$); $B_R = 15 - 25$ ($V_{CE} = 1 \text{ V}$, $I_C = 200 \mu\text{A}$); $f_T = 0,8 - 1 \text{ GHz}$ ($I_C = 200 \mu\text{A}$); $R_{bază} = 410 - 490 \Omega$.

b) porți NOR cu $V_{TH} = 710 - 750 \text{ mV}$; $V_{OL} = 570 - 600 \text{ mV}$; $V_{OH} = 948 - 950 \text{ mV}$; $f_M = 12 - 16 \text{ MHz}$ în condițiile de măsură: $V_S = V_{IH} = 950 \text{ mV}$, $V_{IL} = 590 \text{ mV}$, F.O. = 1, $T_A = 25^\circ\text{C}$.

Valoarea redusă obținută pentru f_M s-a datorat folosirii de Si tip <111> și pasului de rețea prea mare. RN 2000 s-a proiectat pe o rețea de pas $\lambda = 2 \mu\text{m}$ și se va integra pe Si de tip <100>, ceea ce va crește f_M la peste 20 MHz.

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice—București.

2. Arhitectura cipului standard

RN 2000 este construit pe baza a 3 tipuri de celule.

Celula principală (fig. 3) conține 2 perechi de tranzistoare NPN cu colector comun ($Q_A - Q_B$, $Q_C - Q_D$), 1 tranzistor triemitor (Q_E) pentru generatoare de curent, 3 rezistoare $R = 1,7 \text{ k}\Omega$ și 3 rezistoare $X_U = 40 \Omega$ pentru încrucișări de fire. Pe lay-out-ul celulei principale se pot cabla 2 porți NOR (fig. 4). În zona centrală a cipului standard s-a plasat o rețea formată din 225 celule principale.

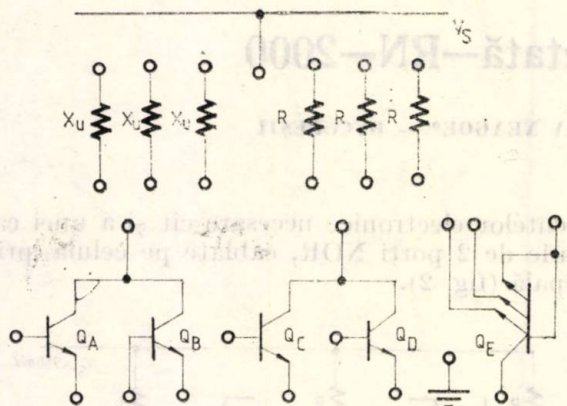


Fig. 3

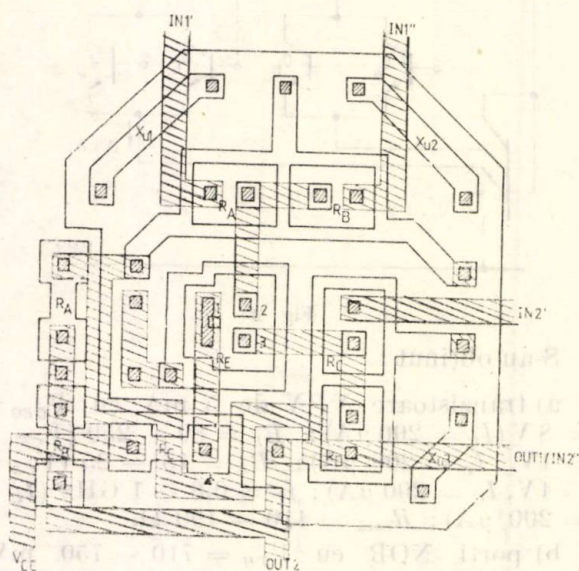


Fig. 4

Celula I/O (intrare/ieșire), destinată integrării de circuite de interfață, conține tranzistoare NPN cu reacție de emitor ($Q_1 - 10 \text{ mA}$, $Q_2 - 16 \text{ mA}$, $Q_3 - Q_6 - 5 \text{ mA}$), rezistoare ($0,2; 0,4; 1; 2; 3; 4; 2 \times 5; 16 \text{ k}\Omega$) și 3 rezistoare de 70Ω pentru încrucișări de fire (fig. 5). Lay-out-ul celulei I/O conține un pad și permite trecerea traseelor metalice V_{CC} , MASA, V_{SS} , V_{BS} (alimentare baze din tranzistorul de ieșire

al stabilizatorului). În jurul rețelei de celule principale s-au plasat 39 celule I/O cu lay-out-ul din figura 6.

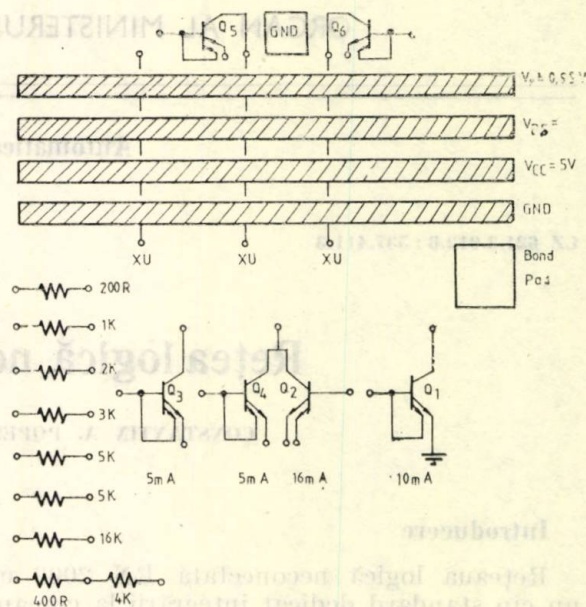


Fig. 5

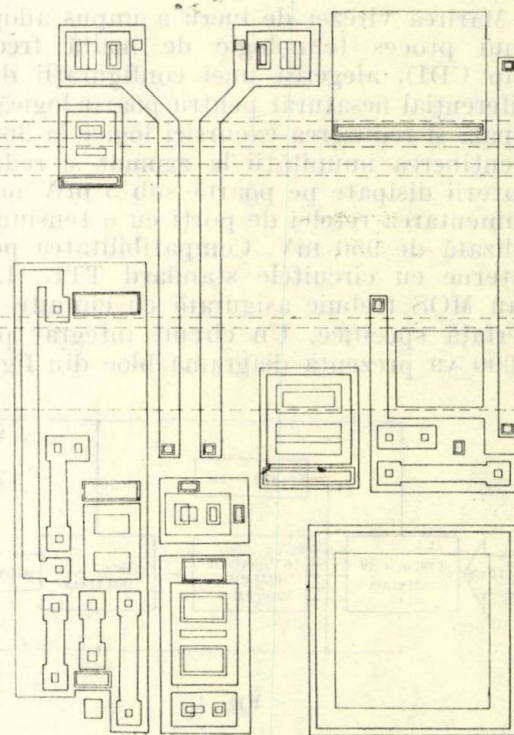


Fig. 6

Stabilizatorul de tensiune (fig. 7) are o schemă electrică similară cu referința de tensiune tip 723 [2]. El este compus dintr-un amplificator (Q_1 , R_C) compensat în frecvență (R_B , C) și o rețea de reacție paralel-paralel (R_A , R_D , Q_2 , Q_3) separat de ieșire printr-un etaj tampon

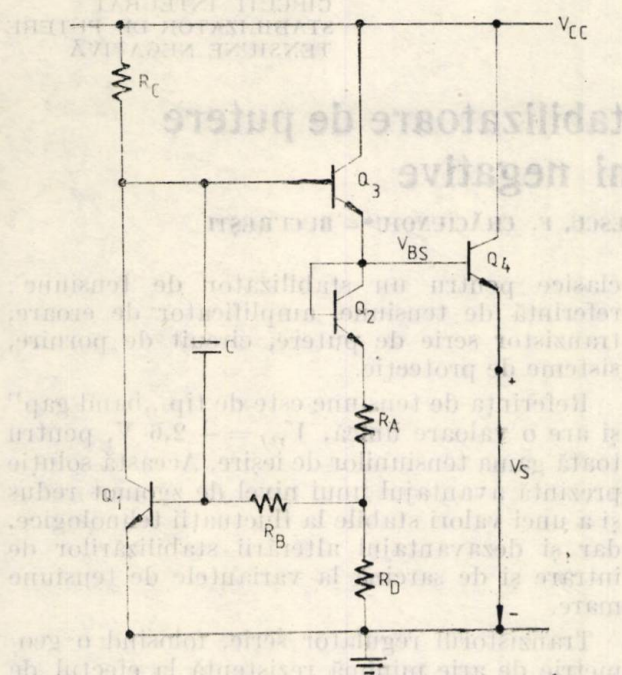


Fig. 7

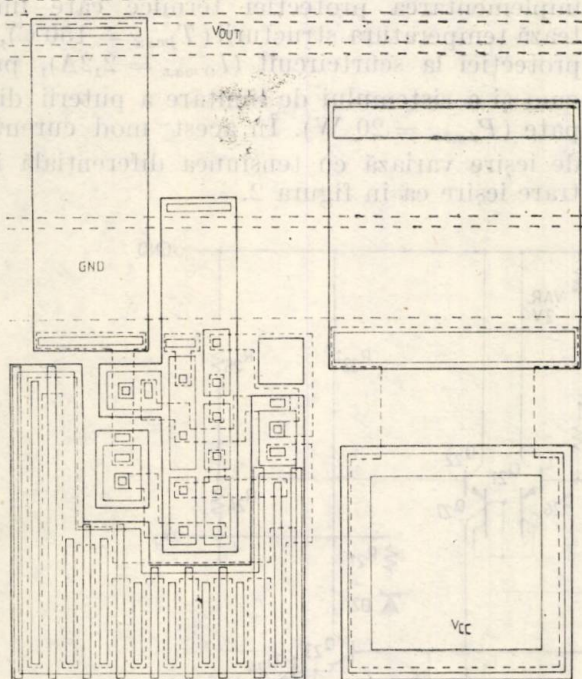


Fig. 8

($Q_4 = 35$ tranzistoare conectate în paralel). Distribuirea tranzistorului Q_4 în colierul periferic al celulelor I/O face ca puterea disipată pe acest etaj să încălzească cipul standard în mod uniform.

Lay-out-ul stabilizatorului intern de tensiune se prezintă în figura 8. El conține padul dedicat conectării tensiunii de alimentare V_{CC} .

3. Biblioteca de celule

Integrarea unui circuit pe RN 2000 revine la a defini un plan de interconectare specific a componentelor electronice conținute în cipul standard.

În sprijinul proiectantului se furnizează o bibliotecă de celule care conține schemele electrice echivalente și planurile de interconectare pentru funcțiile logice uzuale. Pentru integrare pe rețeaua principală se oferă 8 funcții combinaționale (inversor, NOR-uri, NAND, AND-OR-INVERT, OR-exclusiv, NOR-exclusiv) și 10 funcții secvențiale (bistabile RS, bistabile D, bistabil T', latch, bistabil J-K, divizor binar). Pentru integrare pe colierul de celule I/O se oferă 6 funcții de intrare (etaje tampon TTL, LSTTL, MOS, trigger Schmitt, AND TTL, monostabil RC) și 7 funcții de ieșire (etaje tampon TTL, LSTTL-totem pole, 3 stări, cu colector în gol, etaj tampon 12 V MOS).

4. Concluzii

Folosirea unui proces tehnologic de tip CDI a permis realizarea celulei principale necesară construirii unei rețele de porți logice neconectate. S-a proiectat un cip standard RN 2000 compus din 225 celule principale, 39 celule I/O și un stabilizator intern de tensiune. Biblioteca de celule funcționale aferentă conține planurile de interconectare pentru 31 de funcții logice uzuale.

Bibliografie

- 1) *** — ULA Technical Handbook — Ferranti, 1979.
- 2) J. D. Lieux — A New Versatile Precision Voltage Regulator, AN-Fairchild S., 1968.

CZ 621.3.012

CIRCUIT INTEGRAT
STABILIZATOR DE PUTERE
TENSIUNE NEGATIVĂ

ROB 79 XX—Familie de stabilizatoare de putere pentru tensiuni negative

C-TIN GHEORGHIU, C. VLAICU, C. STĂNESCU, F. CRĂCIUNOIU* — BUCUREȘTI

Introducere

În domeniul circuitelor integrate clasa stabilizatoarelor de tensiune evoluează constant în sensul creșterii capacității în curent la ieșire concomitent cu asigurarea protecțiilor necesare unei fiabilități corespunzătoare.

În acest sens se lărgeste continuu gama stabilizatoarelor monolitice cu 3 terminale capabile să livreze la ieșire curenți de ordinul amperilor într-o plajă largă de tensiuni de ieșire.

Lucrarea prezintă principalele probleme legate de asimilarea familiei de stabilizatoare pentru tensiuni negative tip ROB 79XX.

1. Aspecte ale proiectării

Circuitele integrate din familia ROB 79XX sint stabilizatoare monolitice de putere cu 3 terminale de tensiuni fixe în gama $-2 \div -24$ V, capabile să livreze la ieșire curenți de peste 1,5 A, oferind astfel soluții eficiente pentru proiectarea părții de alimentare a sistemelor digitale și analogice.

clasice pentru un stabilizator de tensiune: referință de tensiune, amplificator de eroare, tranzistor serie de putere, circuit de pornire, sisteme de protecție.

Referința de tensiune este de tip „band gap” și are o valoare unică, $V_{ref} = -2,6$ V, pentru toată gama tensiunilor de ieșire. Această soluție prezintă avantajul unui nivel de zgomot redus și a unei valori stabile la fluctuații tehnologice, dar și dezavantajul alterării stabilizărilor de intrare și de sarcină la variantele de tensiune mare.

Tranzistorul regulator serie, folosind o geometrie de arie minimă rezistentă la efectul de autoaglomerare este capabil să livreze un curent tipic de peste 2A, ceea ce a făcut necesară implementarea protecției termice care limitează temperatura structurii ($T_{jmax} = 150^\circ\text{C}$), a protecției la scurtcircuit ($I_{Omax} = 2,2\text{A}$), precum și a sistemului de limitare a puterii disipate ($P_{dmax} = 20$ W). În acest mod curentul de ieșire variază cu tensiunea diferențială intrare-ieșire ca în figura 2.

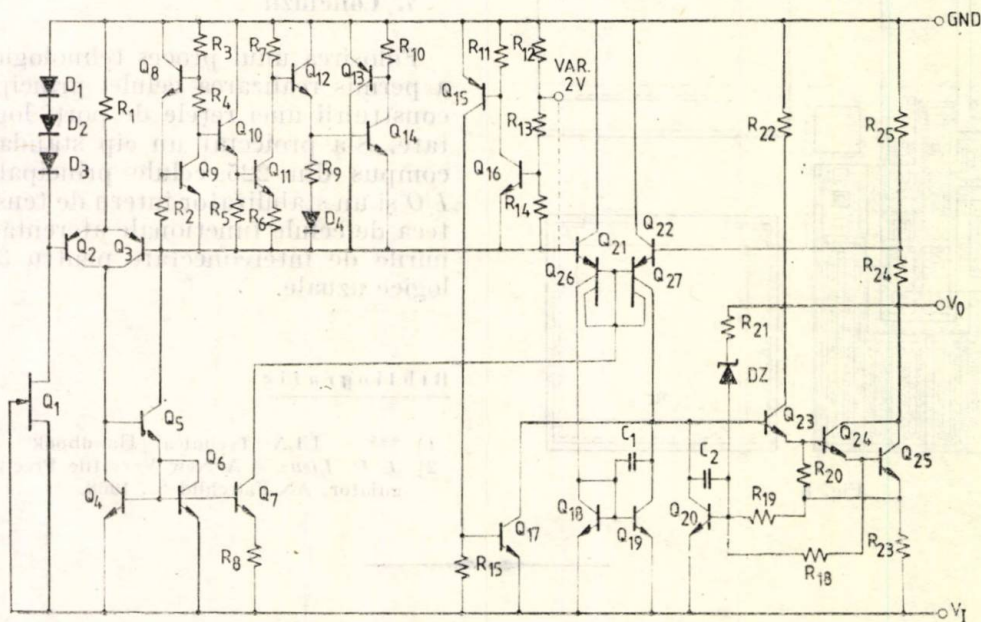


Fig. 1. Schema electrică a circuitelor din seria ROB 79XX.

Schema electrică a acestor circuite (prezentată în fig. 1) cuprinde blocurile funcționale

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice—București,

Programarea tensiunii de ieșire pentru diversele variante din seria ROB 79 XX se face prin masca de metalizare cu ajutorul grupului $R_{24} - R_{25}$. În ideea de a oferi clase de selecție

cu parametrii electrici superiori a fost prevăzută suplimentar față de modelul de referință posibilitatea ajustării pe plachetă a tensiunii de ieșire, folosind tehnica „zener-zap”. Reproiectarea schemei electrice și a lay-out-ului a conservat aria inițială a structurii.

2. Rezultatele analizei asistată de calculator

Pentru validarea corectitudinii proiectului s-a procedat la analiza electrică folosind programul SPICE. Pentru variantele ROB 7905 și ROB 7915, considerate ca reprezentative, modelarea pe tehnologia din CCSIT-CE a condus la rezultate compatibile cu valorile de catalog pentru modelele de referință (vezi tabelul 1).

Tabelul 1

Analiza comparativă a simulării SPICE

Caracteristici electrice	U.M.	MC 7905 tip	ROB 7905 sim	MC 7915 tip	ROB 7915 sim
Tensiune de ieșire	V	-5,00	-5,049	-15	-15,42
Stabilizare de intrare, -10V ≥ V _D ≥ -25V	mV	2	0,7	6	3
Stabilizare de sarcină, I ₀ = 1A	mV	8	5	58	40

3. Aspecte tehnologice

Circuitele tip ROB 79XX au fost procesate pe tehnologia bipolară standard cu difuzie suplimentară de puț-colector folosind următorii parametri de proces:

— epitaxie: $\rho_{epi} = 5 \Omega \text{ cm}$; $X_{epi} = 15 \mu\text{m}$

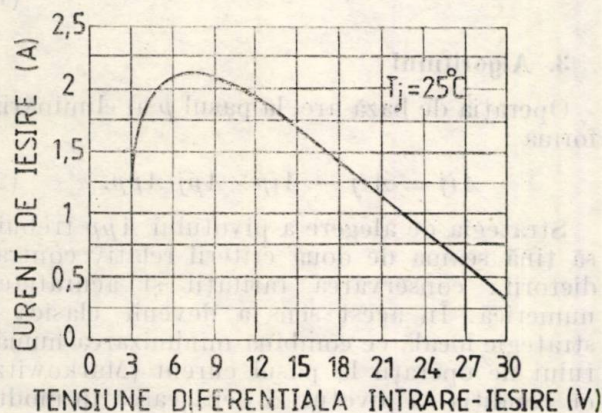


Fig. 2. Variația curentului de ieșire cu tensiunea diferențială intrare-ieșire.

— difuzia de bază: $R_{\square} = 200 \Omega/\square$; $X_{jB} = 3,5 \mu\text{m}$.

Folosirea unor tranzistoare npn cu $U_{CEO} \geq 40 \text{ V}$ și $\beta(1 \text{ mA}) \geq 100$ garantează obținerea valorilor parametrilor electrici.

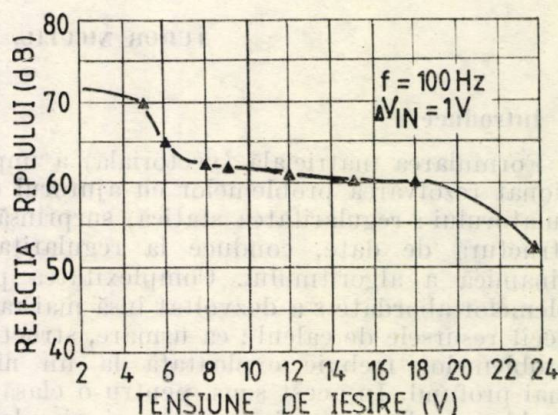


Fig. 3. Variația rejecției riplului cu tensiunea de ieșire.

4. Rezultate experimentale

Măsurătorile electrice efectuate au indicat valori apropiate de cele tipice ale foii de catalog originale. În figura 3 se indică variația rejecției riplului cu tensiunea de ieșire. Odată cu creșterea, în modul, a tensiunii de ieșire corespunzătoare variantelor de -5 V și -24 V se degradează atât stabilizarea de intrare (de la 7 mV la 30 mV) cât și cea de sarcină (de la 10 mV la 130 mV). Rezultatele sînt în concordanță cu estimările teoretice și cele reieșite din analiza pe calculator.

5. Concluzii

Rezultatele obținute demonstrează obținerea seriei de stabilizatoare de putere ROB 79XX cu performanțe electrice echivalente modelului de referință. Suplimentar față de model s-a prevăzut posibilitatea ajustării pe plachetă a tensiunii de ieșire folosind tehnica „Zener zap” ceea ce garantează livrarea unor clase deosebite cu parametri superiori standardului industrial.

Bibliografie

- [1] National Semic. Corp., Voltage Regulator Hand Book, 1978.
- [2] Motorola Semic. Products Inc., Semiconductor Data Library, 1976.

CZ 530.145 : 681.332

SIMULARE DE CIRCUIT
MATRICE RARĂ
LISTA BIDIRECȚIONAL ÎNLĂNȚUITĂ
ELIMINARE GAUSSIANĂ
MINICALCULATOR DE 16 BIȚI

Matrici rare în simularea de circuit

TUDOR NICULIU, MARIUS GÂRBEA*—BUCUREȘTI

Introducere

Formularea matricială (vectorială) a impulsat rezolvarea problemelor cu ajutorul calculatorului: regularitatea statică, surprinsă în structura de date, conduce la regularitatea dinamică a algoritmului. Complexitatea problemelor abordate s-a dezvoltat însă mai rapid decât resursele de calcul: ca urmare, structura problemelor trebuie exploatată la un nivel mai profund. În acest sens, pentru o clasă de probleme, din care face parte și simularea la nivel electric a circuitelor, se dovedește util conceptul de structură de date rară — în particular, matrice rară.

Descrierea prin matrici rare se impune când formularea matricială a problemelor este esențială, dar un mare număr din elementele sau submatricile ce apar în descriere, presupune doar o prelucrare banală. Acesta este cazul simulării circuitelor electronice ce conțin mai mult de câteva zeci de elemente considerate primitive. Raritatea matricii ce descrie circuitul poate fi exploatată la nivel de element sau de bloc.

1a) Tehnici la nivel de element: Formalismele ce s-au impus în descrierea funcționării circuitelor se bazează fie pe ecuațiile potențialelor la noduri, fie pe scrierea și rezolvarea întregului sistem format din legile lui Kirchhoff și ecuațiile pe ramuri. Deoarece numărul ramurilor incidente într-un nod al unui circuit este, practic întotdeauna, limitat de o constantă în raport cu dimensiunea circuitului, o mare parte din elementele matricilor sînt nule, în ambele formalisme; ca atare, nu trebuie stocate și pot fi ignorate în calcule.

1b) Tehnici la nivel de bloc: Un circuit complet poate fi descompus în subcircuite funcțional independente interconectate printr-un număr restrîns de legături. O ordonare corespunzătoare a ecuațiilor la noduri duce la o structură a matricii în care blocuri de dimensiuni mici, reprezentînd subcircuitele, se înlanțuie de-a lungul diagonalei, iar interconexiunile se reflectă într-o margine relativ îngustă a matricii; restul elementelor sînt nule [1].

Lucrarea descrie succint structura de date și algoritmul ce stau la baza unui program de

rezolvare a unui sistem de ecuații liniare; se adaptează eliminarea gaussiană pentru a exploata raritatea elementelor nenule ale matricii. Urmează ca într-o fază ulterioară, de implementare a tehnicilor la nivel de bloc, actualul program să fie utilizat în cadrul blocurilor.

2. Structuri de date

În general o structură de date rară este reprezentată de o listă înlanțuită conținînd elementele nebanale (în particular nenule). Alegerea structurii de date s-a făcut astfel ca timpul de calcul să varieze, cel puțin teoretic, liniar cu dimensiunea circuitului. Ținînd seama, că în eliminarea gaussiană se fac atît operații pe linii cît și pe coloane, se impune o listă înlanțuită în ambele direcții. În afara informațiilor despre valorile și pozițiile elementelor nenule, stocate în general într-o listă bidirecțional înlanțuită [2], am inclus în structura de date și numărul de elemente nenule din fiecare linie/coloană precum și modulul maxim din fiecare coloană; căutarea pivotilor se face astfel mai rapid.

Notînd cu S spațiul ocupat, cu n dimensiunea matricii și cu t numărul total de elemente nenule:

$$S(n) = (t + n) \text{ reali} + (4t + 4n) \text{ întregi} = O(n) \quad (1)$$

3. Algoritmul

Operația de bază are, la pasul p al eliminării, forma:

$$A_{ij} = A_{ij} - A_{ip} \times A_{pj} / A_{pp}. \quad (2)$$

Strategia de alegere a pivotului A_{pp} trebuie să țină seama de două criterii relativ contradictorii: conservarea rarității și acuratețea numerică. În acest sens a devenit clasică o strategie locală ce combină minimizarea numărului de operații la pasul curent (Markowitz) cu condiția ca pivotul să depășească în modul o fracțiune din modulul maxim pe coloana sa (pivotare cu prag). Programul fiind implementat pe un minicalculator, la care compromisul între precizie și timp de calcul este critic, pivotarea pe diagonală, care se aplică în general, poate duce la erori mari; ca urmare, procedura de selecție a pivotului a fost proiectată fără

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice—București.

această restricție și mărirind ponderea pivotării pentru acuratețe.

4. Algoritm

Introducerea elementelor nenule;
introducerea vectorului liber;
formarea listei bidirecțional înlănțuite;
inițializarea indicatorilor de permutare;
crearea copiei capetelor de linie/coloană;
pentru pas : = 1 până la n

repetă { determinarea pivotului Markowitz;
testarea numerică a pivotului
} până cînd (pivot $\geq$ prag);
dacă (linia pivot $<>$ pas) atunci
permută linii;
dacă (coloana pivot $<>$ pas) atunci
permută coloane;
eliminarea propriu-zisă };
substituție directă;
substituție inversă;
tipărirea rezultatelor.

Presupunind că numărul ramurilor incidente într-un nod este limitat la o valoare b , independentă de dimensiunea n a circuitului, timpul de calcul este :

$$T(n) = O(b^2 n). \quad (3)$$

5. Aplicare la simularea de circuit

Avantajele utilizării matricilor rare se amplifică dacă trebuie rezolvate succesiv multe sisteme liniare avînd aceeași structură a coeficienților nenuli : ordonarea pentru conservarea rarității se face prima dată, ulterior fiind necesare doar reordonări minore impuse de pivotarea cu prag.

Analiza de punct static presupune rezolvarea unui sistem liniar la fiecare pas al unui proces iterativ ; trasarea caracteristicii statice de transfer și a răspunsului tranzitoriu se reduce la fiecare pas (de tensiune, respectiv de timp) la o analiză de punct static. Analiza în frecvență și determinarea singularităților funcției de transfer presupun rezolvarea unui sistem liniar pentru fiecare frecvență analizată.

6. Concluzii

Comparația cu un program ce rezolvă aceeași problemă fără a exploata structura matricii, relevă economia de memorie și timp de calcul ce însoțește tehnicile pentru matrici rare :

— o matrice de dimensiune 300 cu un factor de umplere tipic pentru circuite de asemenea complexitate (2%), încapă în mai puțin de 32 Ko ; considerată plină, ea ar ocupa un spațiu de patru ori mai mare, necesitînd, pentru minicalculatoare de 16 biți, tehnici de virtualizare a memoriei ;

— timpul de calcul, prin cele două metode, este comparabil pentru matrici de dimensiune 25 ; cu tehnici de matrici rare el crește cu $n^{1.4}$ în timp ce prin metodele clasice timpul de calcul crește cu n^3 ;

— deoarece analiza de circuit standard presupune întotdeauna rezolvarea succesivă a multor sisteme liniare cu aceeași structură zero-nonzero, utilizarea programului într-un simulator de circuit mărește radical eficiența acestuia.

Bibliografie

- [1] Hachtel, G. D. : „A Survey of Third Generation Simulation Techniques”, Proceedings IEEE, Oct. 1981.
- [2] Sangiovanni-Vincentelli, A. : „Circuit Simulation”, Circuit Design Aids for VLSI 1981.

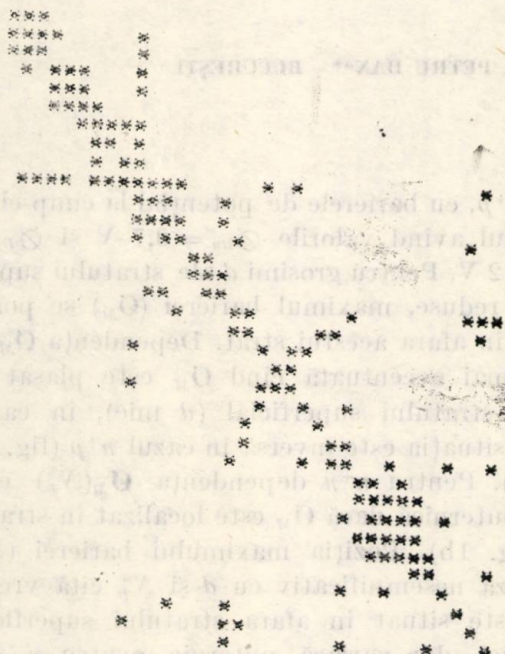


Fig. 1. Structura inițială a matricii sistemului liniar.

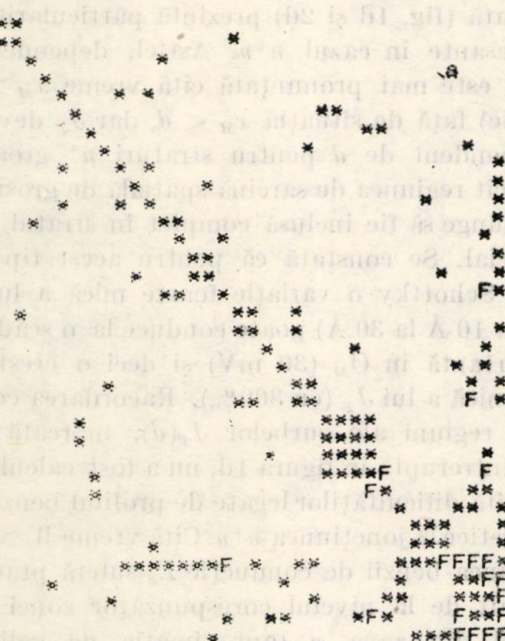


Fig. 2. Structura finală a matricii (F = elementele adiționale generate în timpul eliminării).

CZ 681.92 : 537.311.33

CONTACT METAL-SEMICONDUCTOR
STRAT DE SUPRAFAȚĂ
MODELARE

Modelarea contactelor metal-semiconductor cu straturi de suprafață foarte subțiri

CLEOPATRA CĂBUZ*, GHEORGHE BREZEANU*, PETRU DAN** — BUCUREȘTI

Introducere

Contactele metal-semiconductor (CMS) cu straturi de suprafață foarte subțiri sînt prezente în următoarele situații: a) joncțiuni extrem de superficiale (în VLSI); b) dopări superficiale pentru controlul barierei (CMS ohmice sau Schottky); c) dopări superficiale cu atomi din stratul metalic în urma tratamentului termic (CMS autodopate). Autorii au elaborat o metodă de calcul pentru caracterizarea CMS cu strat de suprafață [1], bazată pe un model cuantic rafinat. Se consideră că atît stratul de suprafață cît și substratul sînt uniform dopate. Se utilizează aproximația de golire. Bariera la interfața metal-semiconductor este de tip Thomas-Fermi. Caracteristica curent-tensiune se calculează pe baza teoriei de transport reformulate de Fonash [1]. Cu ajutorul modelului menționat au fost analizate anterior CMS cu straturi depășind 50 Å grosime [1]. Extrapolarea acestor rezultate la straturi mai subțiri s-a dovedit eronată. Lucrarea de față își propune extinderea modelului pentru cazul straturilor foarte subțiri (> 10 Å), punînd în evidență aspecte complet noi, neraportate pînă în prezent.

Modelarea contactelor pe straturi N^+N , N^+P

În figura 1a și 2a sînt reprezentate profilele de barieră ținînd cont de forța imagine (linie continuă) și în absența efectului acesteia (linie întreruptă), pentru CMS pe Si- n^+n , respectiv

Si- n^+p , cu barierele de potențial la cîmp electric nul avînd valorile $\phi_{Bn} = 0,7$ V și $\phi_{Bp} = 0,42$ V. Pentru grosimi d ale stratului superficial reduse, maximul barierei (ϕ_M) se poate situa în afara acestui strat. Dependența $\phi_M(d)$ este mai accentuată cînd ϕ_M este plasat în afara stratului superficial (d mic), în cazul n^+n ; situația este inversă în cazul n^+p (fig. 1b și 2b). Pentru n^+n dependența $\phi_M(N_D)$ este mai puternică dacă ϕ_M este localizat în stratul n (fig. 1b). Poziția maximului barierei (x_M) variază nesemnificativ cu d și N_D^+ cîtă vreme ϕ_M este situat în afara stratului superficial (d mic), dar variază puternic pentru $x_M < d$ (fig. 1c și 2c).

Densitatea de curent direct J_F la o tensiune V_F dată (fig. 1d și 2d) prezintă particularități interesante în cazul n^+n . Astfel, dependența $J_F(d)$ este mai pronunțată cîtă vreme $x_M > d$ (d mic) față de situația $x_M < d$, dar J_F devine independent de d pentru straturi n^+ groase, întrucît regiunea de sarcină spațială de grosime W ajunge să fie inclusă complet în stratul superficial. Se constată că pentru acest tip de CMS-Schottky o variație foarte mică a lui d (de la 10 Å la 30 Å) poate conduce la o scădere importantă în ϕ_M (30 mV) și deci o creștere puternică a lui J_F (cu 300%). Racordarea celor două regiuni ale curbelor $J_F(d)$, marcată cu linie întreruptă în figura 1d, nu a fost calculată datorită dificultăților legate de profilul benzilor energetice la joncțiunea n^+n . Cîtă vreme $W > d$, marginea benzii de conducție E_c suferă practic un salt de la nivelul corespunzător zonei n^+ la cel din zona n (aproximația de golire). Pentru $W < d$, E_c evoluează gradual în straturile adiacente pe distanțe de ordinul lungimii

* Institutul Politehnic—București.

** Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare—Băneasa.

Debye (L_D), iar modelul rămâne valabil dacă $W < d' = d - L_D$. În figura 3 se observă că în cazul CMS-Schottky cu strat de suprafață caracteristica $J_F(V_F)$ pentru d mic nu mai este exponențială și nu se mai poate defini un factor de idealitate n global, datorită dependenței puternice $\phi(V_F)$ și efectului forței imagine. Acest lucru a fost constatat și experimental [2].

Rezultatele teoretice au permis evaluarea grosimii mediate a stratului n^+ la contacte autodopate Ni/Si- n^+p , obținute prin depunerea

chimică pe Si- p a unui strat de Ni cu conținut de P , urmată de un tratament termic datorită căruia atomii de P dopează superficial semiconductorul. Pentru aceasta s-au comparat valorile experimentale ale rezistenței specifice de contact (RSC) [3] cu dependențele de N_A teoretice, presupunind concentrația N_D^+ constantă și egală cu cea determinată în [1] pentru contactele Ni/Si- n^+n realizate prin același proces de depunere chimică și tratate termic similar. Pentru cazul din figura 4 a rezultat $d = 30 \text{ \AA}$.

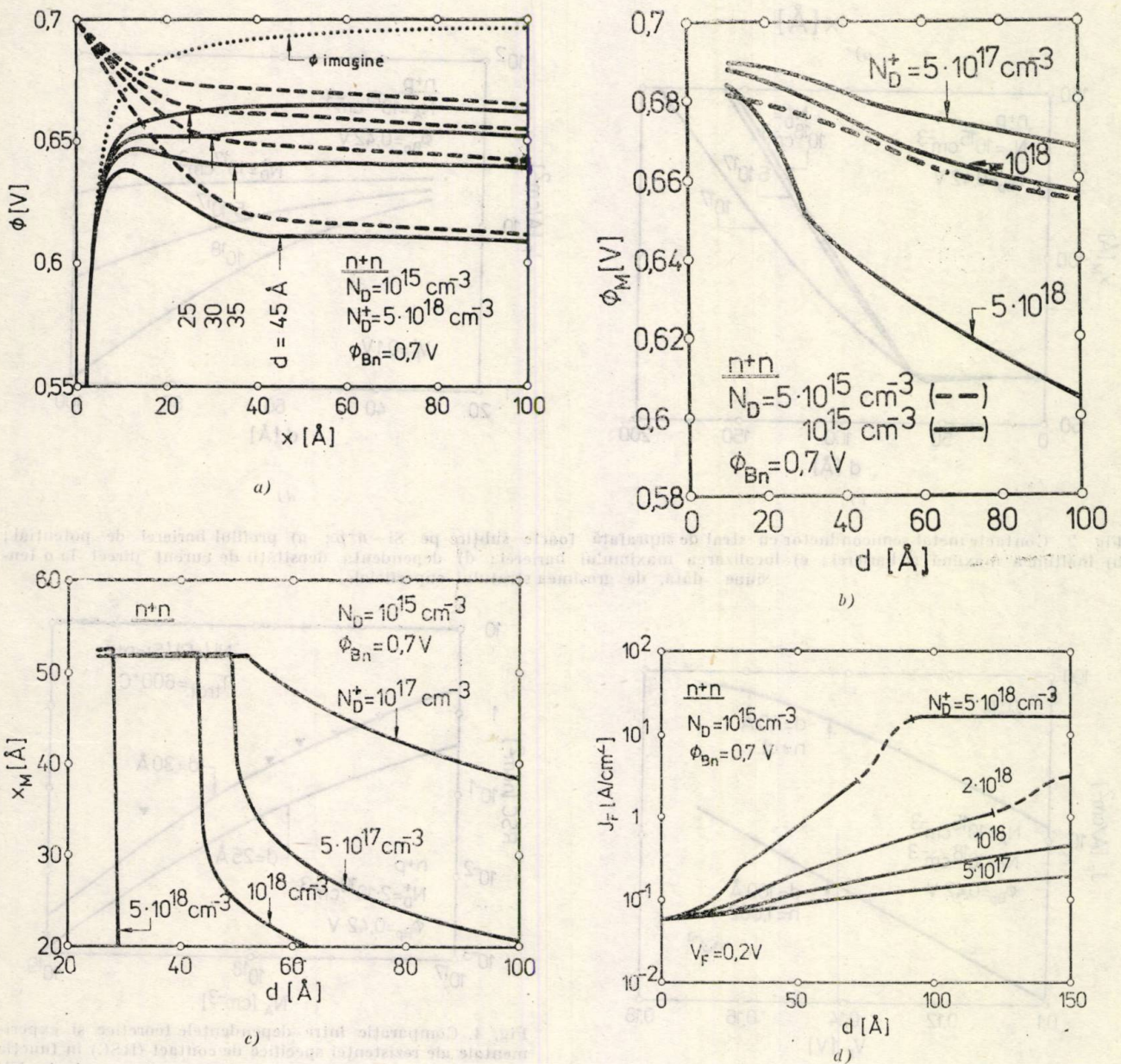
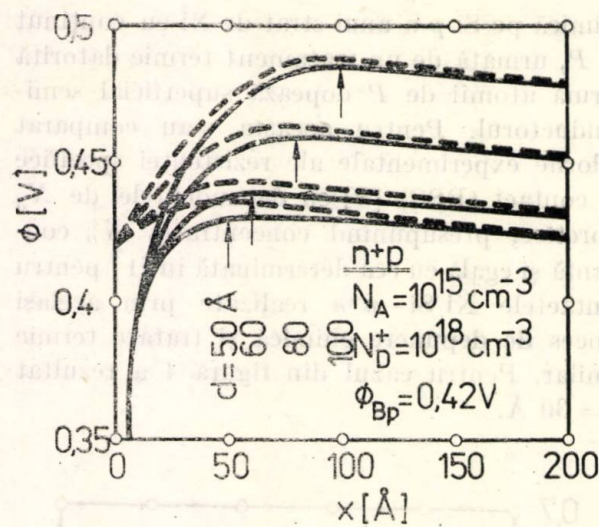
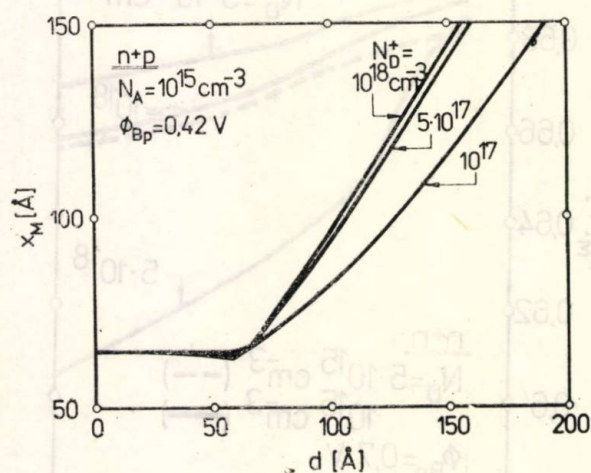


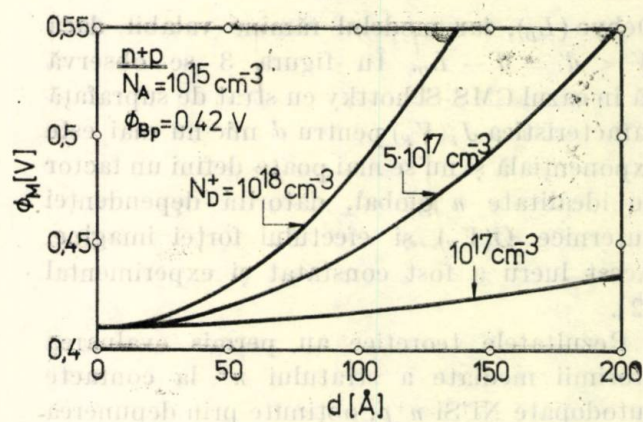
Fig. 1. Contacte metal-semiconductor cu strat de suprafață foarte subțire pe Si- n^+n : a) profilul barierei de potențial; b) înălțimea maximă a barierei; c) localizarea maximului barierei; d) dependența densității de curent direct la o tensiune dată, de grosimea stratului superficial.



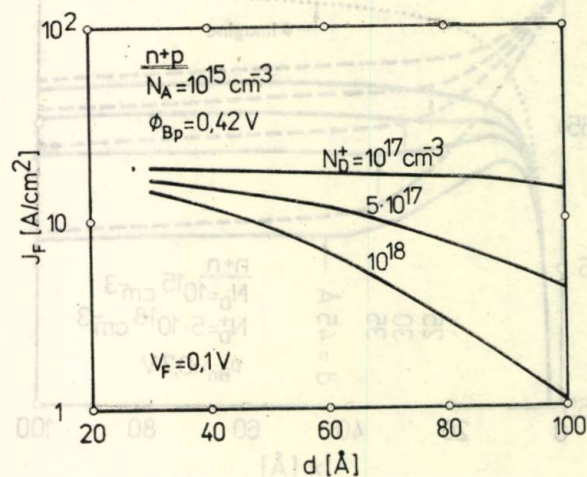
a)



c)



b)



d)

Fig. 2. Contacte metal-semiconductor cu strat de suprafață foarte subțire pe Si- n^+p : a) profilul barierei de potențial; b) înălțimea maximă a barierei; c) localizarea maximumului barierei; d) dependența densității de curent direct la o tensiune dată, de grosimea stratului superficial.

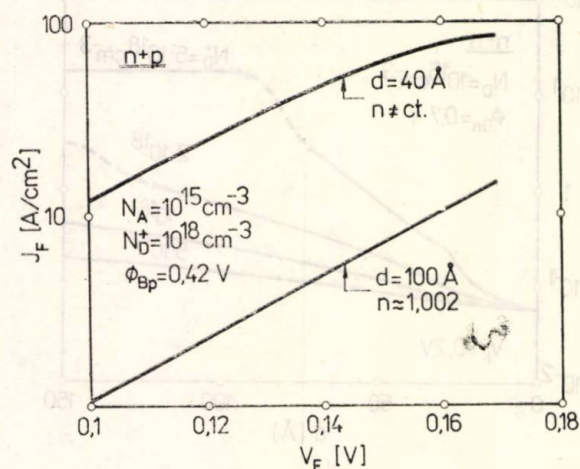


Fig. 3. Caracteristici curent-tensiune în direct pentru contacte Schottky cu strat de suprafață foarte subțire pe Si- n^+p .

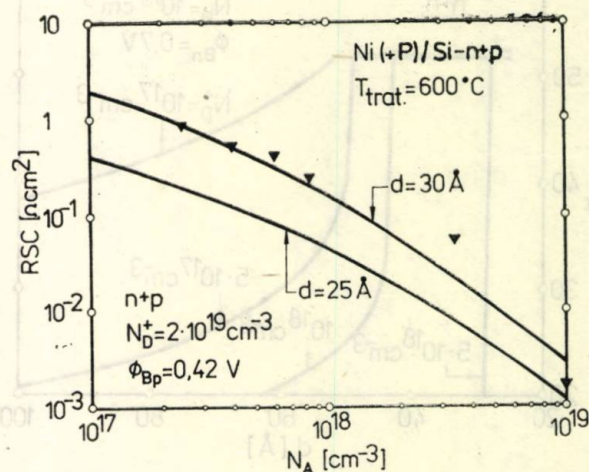


Fig. 4. Comparație între dependențele teoretice și experimentale ale rezistenței specifice de contact (RSC) în funcție de grosimea stratului de suprafață, pentru contacte Ni/Si- n^+p realizate prin depunere chimică urmată de tratament termic.

Concluzii

Modelul propus este riguros și versatil pentru CMS cu strat de suprafață. S-a pus în evidență dependența specifică a profilului barierei și caracteristicilor electrice ale CMS de parametrii stratului de suprafață (d și N_D^+) pentru straturi superficiale foarte subțiri. Rezultatele sînt inedite și calitativ diferite de cele raportate anterior pentru straturi mai groase.

Bibliografie

- [1] G. Brezeanu, C. Căbuz, D. Dascălu, P. Dan. Solid State Electron., 30, 527 (1987).
- [2] A. Kapoor, M. Thomas, M. Vora, IEEE Trans. on Electron Dev., ED-33, 772 (1986).
- [3] P. Dan, G. Popovici, D. Dascălu, G. Brezeanu. J. Electrochem. Soc., 130, 2472 (1983).

CZ 621.793

METALIZAREA LA SEMICONDUCTOARE
INVESTIGARE MICROFIZICĂ
RETROÎMPRĂȘTIERE RUTHERFORD

Caracterizarea straturilor subțiri prin retroîmprăștierea Rutherford

GHEORGHE VOICULESCU*, EUGEN IVANOV*, DAN PLOȘTINARU*,
GEORGE NICOLESCU*, ANCA NICHITA**, ELENA GOLU**, ANY ICHIM**

Introducere

Retroîmprăștierea Rutherford (RBS) este o tehnică simplă, nedistructivă și rapidă de investigare a suprafeței și straturilor din vecinătatea suprafeței unui solid [1, 2]. Abordarea, în premieră națională, a acestei metode a impus realizarea condițiilor specifice RBS la ciclotronul IFIN. Lucrarea prezintă performanțele actuale și primele aplicații ale RBS în controlul unor etape tehnologice din fluxul de realizare a dispozitivelor de putere.

1. Performanțe și limitări

Caracterizarea materialelor prin metoda RBS presupune obținerea unui fascicul de particule încărcate cu proprietăți specifice, detecția ionilor împrăștiați elastic de straturile analizate, tehnica de calcul adecvată controlului fascicului, achiziționării și prelucrării spectrelor.

În tabelul 1 sînt prezentate principalele caracteristici ale fasciculelor de particule încărcate obținute prin adaptarea ciclotronului U-120 de la IFIN în comparație cu singura instalație comercială RBS: RBS-SA, model 4175, produsă de General Ionex Corporation.

Rezoluția energetică slabă a detectorilor autohtoni a fost compensată prin creșterea energiei ionilor incidenti.

Extragerea informației complete din spectrele achiziționate și înregistrate este încă laborioasă datorită absenței tehnicii de calcul necesare.

În pofida acestor limitări, inerente începutului, retroîmprăștierea Rutherford a furnizat informații inaccesibile pînă în prezent.

Tabelul 1

	Ioni	Energia	Diametrul petei focale	Curentul de fascicul	Adin- cimea acce- sibilă
4175	^4He	2MeV	2 mm	50 nA	1 μm
UT-120	^4He	2.4,5MeV	1,3 mm	50 nA	2 μm
adaptat	^1H	max. 6MeV			

2. Aplicații

Caracterizarea straturilor metalice subțiri depuse pe plachete de siliciu lustruite mecano-chimic este una din numeroasele posibilități ale analizei materialelor prin RBS.

Caracterizarea depunerilor chimice de nichel pe Si

Spectrul RBS pentru depunere chimică de nichel pe siliciu (fig. 1a) evidențiază existența la suprafața plachetei a unui aliaj compus din Ni (E_1) și P (E_2). Raportul înălțimilor profilelor ce corespund Ni, respectiv P furnizează informații despre concentrația — neobișnuit de mare — fosforului în aliaj (20%). Lățimea celor două profile permite determinarea grosimii stratului de aliaj $\text{Ni}_{0.8}\text{P}_{0.2}$ (1360 Å). Paladiul folosit ca activator al depunerii se află la interfața Ni/Si (E_3). Energia E_4 corespunde Si acoperit cu 1360 Å de Ni.

Cu ajutorul spectrelor RBS s-a caracterizat variația grosimii stratului depus: max. 20%

* Institutul de Fizică și Inginerie Nucleară.

** Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductoare—Băneasa.

între plachetele din aceeași nichelare sau din nichelări diferite și mai mică de 3% pe o plachetă.

După tratament termic la 600°C în azot hidrogenat urmat de o nouă depunere în condiții identice (fig. 1b), spectrul RBS identifică sub nichel un strat de siliciură (NiSi) cu lățimea

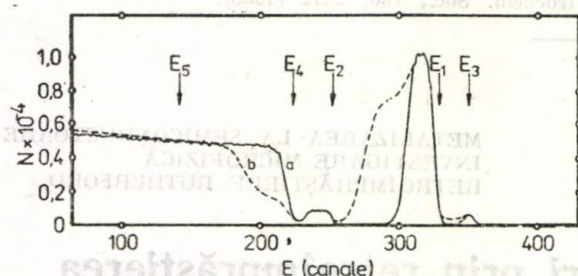


Fig. 1. Spectre RBS pentru nichel depus chimic pe siliciu înainte (a) și după tratament termic (b).

de 3000 Å. Profilul de fosfor nemodificat este datorat aliajului Ni/P depus după tratament. Fosforul de la prima depunere ar trebui să se afle în siliciu (E5) [3]. Paladiul inițial a pătruns în siliciură. În spectrul RBS a apărut un profil identic corespunzător paladiului depus după tratament.

Limitarea domeniului admisibil de sinterizare la diodele Schottky de putere

Degradarea caracteristicii de blocare a structurilor de diode Schottky de pe o plachetă tratată la 490°C, 30 minute în H₂ este datorată distrugerii contactului Schottky realizat de siliciura de crom pe siliciu. Spectrul RBS (fig. 2b) relevă dispariția cromului ca barieră între Ni și Si.

În spectrul corespunzător unei sinterizări corecte (fig. 2a) siliciura de crom poate fi

detaliată prin îndepărtarea Ag și Ni și modificarea unghiului de incidență a ionilor pe stratul analizat (fig. 3).

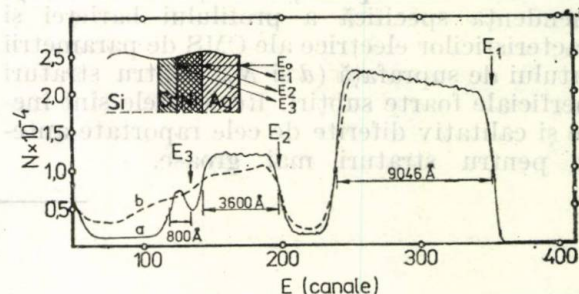


Fig. 2. Spectre RBS pentru CrNiAg depuse în vid pe siliciu după sinterizare corectă (a) și excesivă (b).

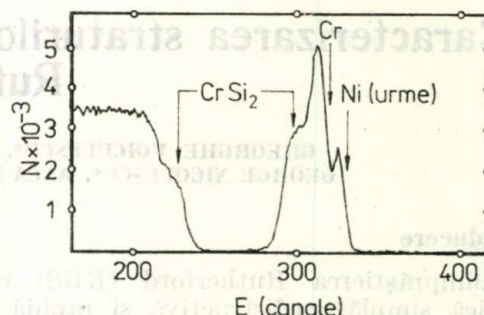


Fig. 3. Detalierea interfeței Cr-Si prin îndepărtarea straturilor de Ni și Ag.

3. Concluzii

S-a prezentat nivelul actual în utilizarea analizei RBS în România. În viitor interpretarea unor spectre mai complicate va permite atingerea performanțelor de nivel mondial ale acestei tehnici de investigare microfizică.

Bibliografie

- [1] W. K. Chu, J. W. Mayer, M. A. Nicolet, Backscattering Spectrometry, Academic, New York, 1978.
- [2] P. A. Dan ș.a., Lucrările CAS, p. 91, 1986.
- [3] P. A. Dan, G. Brezeanu, EEA-Aut. El., 23, p. 30, 1984.

CZ 621.66 : 658.2

RECEPTOR OPTOELECTRONIC
COMUNICAȚII OPTICE

Maximizarea produsului responsivitate—bandă pentru un receptor optoelectronic integrat monolitic

MIRA CĂLDĂRARU, DANA HAGIMĂ*

Introducere

În sistemele de comunicații optice sînt necesare fotodetectoare de viteză și responsivitate ridicată. Ca traductor optoelectric este indicat să se utilizeze o fotodiodă, care este performantă din punct de vedere al liniarității și vitezei. Obținerea unei responsivități [4] ridicate și a unui timp de răspuns scurt implică utilizarea unui amplificator de transimpedanță (fotodioda funcționează ca o sursă de curent) cu reacție negativă de tip paralel la intrare.

Deoarece varianta utilizată pînă în prezent pe plan mondial este cea de receptor optic integrat hibrid, varianta ce presupune o tehnologie complicată și scumpă de încapsulare, pentru un receptor integrat monolitic trebuie elaborată o altă metodă de proiectare a schemei și a profilului tehnologic care să permită optimizarea simultană a performanțelor fotodiodei și amplificatorului.

Lucrarea urmărește determinarea configurației circuitului și a parametrilor tehnologici, în scopul obținerii unui receptor optic integrat monolitic cu performanțe similare celor hibride realizate pe plan mondial.

1. Configurația circuitului

S-au studiat mai multe tipuri de amplificatoare de transimpedanță în scopul alegerii variantei optime (fig. 1, 2). Calculînd produsul $A_z \cdot B$ pentru diferite valori ale rezistențelor R_E , R_C pentru cele două scheme, rezultă că optimă varianta din figura 2 ($A_z \cdot B$ cu 25% mai mare decît pentru amplificatorul din fig. 1). Pentru a crește suplimentar valoarea produsului $A_z \cdot B$ este necesară utilizarea în cascadă a două etaje de amplificare (fig. 3).

2. Funcția de transfer a receptorului optoelectronic

Responsivitatea totală a receptorului din figura 3 (R_T) se definește ca raportul dintre tensiunea de ieșire (U_0) și puterea radiației incidente (P_{in}) și este :

$$R_T(\omega) = R_{PD}(\omega) \cdot A_{z1}(\omega) \cdot A_{z2}(\omega) / Z_{IN2} \quad (1)$$

unde : A_{zi} , Z_{INi} — transimpedanța, respectiv impedanța de intrare a amplificatorului i .

$$R_{PD}(\omega) = (\gamma_{ar}(\omega) + \gamma_n(\omega) + \gamma_p(\omega)) q\lambda / (hc) \quad (2)$$

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

Dintre timpii de răspuns corespunzători celor trei componente ale eficienței cuantice η , cel mai mare este :

$$\tau_p = (x_{epi} - x_{jB} - w_T)^2 / (2,43 D_p) \quad (3)$$

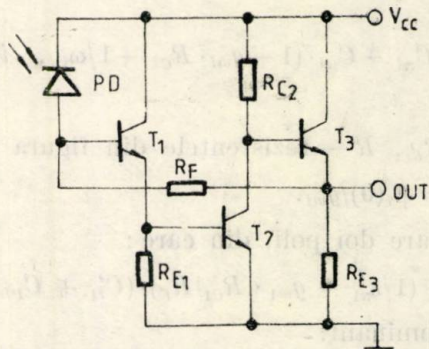


Fig. 1. Receptor optoelectronic cu fotodiodă și amplificator de transimpedanță cu etaj de intrare de tipul CC.

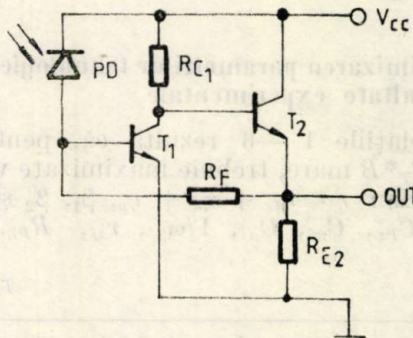


Fig. 2. Receptor optoelectronic cu fotodiodă și amplificator de transimpedanță de tipul EC-CC.

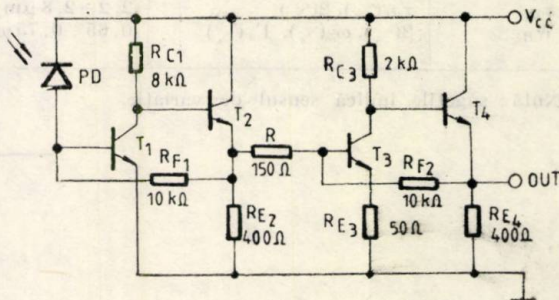


Fig. 3. Receptor optoelectronic cu fotodiodă și două amplificatoare de transimpedanță de tipul EC-CC.

$\tau_p \approx 10^{-8}$ s), deci trebuie minimizat $\eta_p (< 10\%)$, astfel încât timpul de răspuns al fotodiodei să nu afecteze banda întregului circuit.

În calculul funcției de transfer a amplificatorului $A_{zT}(\omega)$ s-a utilizat un model de semnal mic care ia în considerare și f_β [3]. Funcția de transfer a rezultat :

$$A_{zT}(\omega) = g_{m1} R_{C1} [1/r_{\pi 1} + g_{m1} \cdot R_{C1}/R_F + j\omega(C_{t1} + C_{PD})]^{-1} \cdot g_{m3} \cdot R_{C3} [1 + g_{m3} R_{E3} + R/r_{\pi 3} + g_{m3} R \cdot R_{C3}/R_F + j\omega C_{t3} R]^{-1} \quad (4)$$

unde :

$$C'_{ti} = C_{\pi i} + C_{\mu i} \cdot (1 + g_{mi} \cdot R_{Ci}) + 1/\omega_{\beta i}, \quad i \in \{1, 3\}. \quad (5)$$

R_{Ci} , R_{Ei} , R — rezistențele din figura 3.

$$r_{\pi i} = \beta_i(0)/g_{mi}.$$

A_{zT} are doi poli, din care :

$$p_1 = (1/r_{\pi 1} + g_{m1} \cdot R_{C1}/R_F) \cdot (C'_{t1} + C_{PD})^{-1} \quad (6)$$

este dominant.

În scopul determinării valorilor optime ale rezistențelor s-au trasat grafice pentru A_{zT} , p_1 , p_2 cu R_{C1} , R_{C3} , R și R_{E3} ca parametri. Valorile optime ale rezistențelor din schemă sînt date în figura 3.

3. Optimizarea parametrilor tehnologici Rezultate experimentale

Din relațiile 1 ÷ 6 rezultă că, pentru un produs $R_T \cdot B$ mare, trebuie maximizate valorile parametrilor η , τ_p , ω_β , β_1 , β_2 și minimizate C_{PL} , $C_{\pi i}$, $C_{\mu i}$, $1/\omega_{\beta i}$, r_{xi} , R_{PE} . S-au

Tabelul 1

Parametrul tehnologic	Parametrul optoelectric influențat	Domeniul optim
X_{epi}	$\eta_p(\nearrow)$, $\tau_p(\searrow)$, $\omega_\beta(\searrow)$	11 ÷ 13 μm
ρ_{epi}	$\tau_{dr}(\nearrow)$, $C_{PD}(\searrow)$, $C_\mu(\searrow)$	5 ÷ 10 Ωcm
x_{jB}	$\tau_{dr}(\searrow)$, $\beta(\searrow)$	2,2 ÷ 2,8 μm
W_B	$\beta(\searrow)$, $\omega_\beta(\searrow)$, $\Gamma_x(\searrow)$	0,65 ÷ 0,75 μm

Notă: săgețile indică sensul de variație.

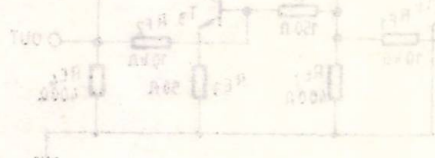


Fig. 3. Schema de proiectare a receptorului optoelectronic. Parametrii tehnologici: R_{C1} , R_{C3} , R , R_{E3} .

Tabelul 2

X_{epi} (μm)	ρ_{epi} (Ωcm)	x_{jB} (μm)	W_B (μm)	R_{PD} [A/W]	β	tr [μs]
9,5	1,7	3,2	0,64	0,16	80 ÷ 100	1,8
10	3	2,5	0,65	0,3	200 ÷ 300	2,2
11	5	2,9	0,85	0,25	120 ÷ 160	1,1
10	2,5	3,2	0,8	0,18	110 ÷ 220	2

Tabelul 3

fig.	R_{PD} [A/W]	A_{zT} [k Ω]	R_T [mV/ μW]	B [MHz]
1	0,28	10	2,8	24
2	0,28	9,8	2,74	30
3	0,28	250	70	18

calculat și trasat grafice ale acestor parametri în funcție de profilul de impurități. Concluziile obținute sînt date în tabelul 1.

S-au verificat calculele de proiectare pentru etajul de intrare (fotodiodă + tranzistor). Rezultatele măsurătorilor sînt date în tabelul 2.

Cu valorile $\rho_{epi} = 5 \Omega\text{cm}$, $x_{epi} = 11 \mu\text{m}$, $x_{jB} = 2,7 \mu\text{m}$, $w_B = 0,64 \mu\text{m}$, pentru schemele din figurile 1 ÷ 3 s-au obținut rezultatele din tabelul 3.

4. Concluzii

S-au optimizat schema și parametrii tehnologici pentru obținerea unui receptor optoelectronic cu produs responsivitate-banda ridicat. Calculele efectuate s-au verificat experimental.

Bibliografie

- [1] J. L. Hullet, Opt. Quant. Elect. 13, p. 65, 1981.
- [2] M. Aiki, IEEE Trans. El. Dev. 32, p. 2693, 1985.
- [3] A. B. Phillips, Transistor engineering, 1962.
- [4] STAS 12258/1-84, Dispozitive semiconductoare optoelectronice. Terminologie generală și nomenclator de parametri principali generali.

CZ 621.375 : 621.396.6

AMPLIFICATOR DE MICROUND
CIFRĂ DE ZGOMOT
PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR
TRANZISTOR MODFET

Algoritmi numerici pentru analiza și optimizarea performanțelor de zgomot ale amplificatoarelor de microunde

DAN NECULOIU*, SORIN VOINIGESCU**, VALERIU CONSTANTINESCU** — BUCUREȘTI

Introducere

Performanțele de zgomot ale circuitelor de microunde au constituit în ultimile decenii subiectul unor numeroase studii și lucrări. Apariția tranzistoarelor MESFET și MODFET (Modulation-Doped Field Effect Transistor) din GaAs, cu cifre de zgomot extrem de reduse în domeniul undelor centimetrice și milimetrice, a intensificat cercetările în domeniu, conducând la metode și scheme standard de analiză și proiectare, valabile și în gama de frecvențe de zeci și sute de MHz.

Încă din anii '50 [1, 2], comportarea tranzistoarelor bipolare din punct de vedere al zgomotului și, mai târziu, a celor cu efect de câmp, a fost descrisă în mod exhaustiv prin patru parametri de zgomot: factorul minim de zgomot F_{min} , rezistența echivalentă de zgomot R_n și coeficientul optim de reflexie al sursei Γ_0 (modul și fază) corespunzător factorului minim de zgomot. Acești parametri (și echivalenții lor: R_n , G_n , G_c și B_c din figura 1) sînt

dependenți de frecvența de lucru și de punctul static de funcționare și pot fi determinați teoretic și experimental [3, 4, 5].

Metodele tradiționale de proiectare a amplificatoarelor, bazate pe tehnici analitice sau hibride, analitico-numerice, sintetizează separat rețeaua de intrare pentru minimizarea zgomotului și rețeaua de adaptare dintre etaje pentru maximizarea câștigului în putere. În cazul circuitelor cu mai multe etaje și cu reacție, acest mod de proiectare devine extrem de greoi, în special cînd se dorește optimizarea performanțelor de zgomot într-o bandă largă.

Ca urmare, a fost universal acceptată descrierea circuitului echivalent al tranzistorului ca un diport fără zgomot avînd la intrare două generatoare (unul de tensiune și unul de curent) de zgomot. Aceste surse corelate de zgomot sînt echivalente, conform figurii 1, cu patru elemente de circuit definite astfel [6].

$$R_n = |V_n|^2 / 4KTB \quad (1)$$

$$G_n = |\bar{I}_u|^2 / 4KTB \quad (2)$$

$$Y_c = I_n V_n^* / |V_n|^2 \quad (3)$$

unde $I_n = I_u + I_c$ și $I_c = Y_c V_n$ reprezintă curentul total de zgomot, respectiv fracțiunea de curent de zgomot corelată cu tensiunea de zgomot V_n , iar $Y_c = G_c + jB_c$. Formulele (1) — (3) constituie formalismul de zgomot de admitanță. Similar pot fi derivate formulele corespunzătoare formalismului de zgomot de impedanță.

Chiar și în aceste condiții, majoritatea pachetelor de programe CAD existente, care tratează zgomotul, utilizează circuite echivalente de zgomot simplificate și sînt limitate la un număr redus (de exemplu 4 la programul TOUCHSTONE) de etaje de amplificare [7, 8, 9], recurgînd la binecunoscuta formulă:

$$F = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 + (F_3 - 1)/(G_1 G_2) + \dots$$

pentru a evalua performanțele globale de zgomot ale amplificatoarelor cu mai multe etaje. O astfel de abordare este foarte costisitoare deoarece implică evaluarea coeficientului de reflexie, câștigului și cifrei de zgomot ale fiecărui etaj și ale celor corespunzătoare întregii

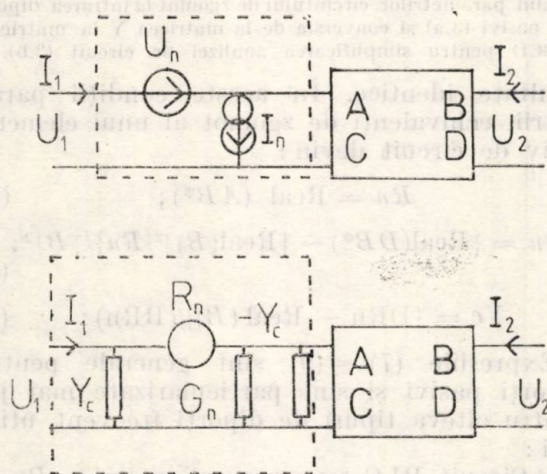


Fig. 1. Circuitul de zgomot al tranzistorului cuprinzînd surse corelate de tensiune și curent de zgomot (1.a); parametri de zgomot de admitanță echivalenți (1.b).

* Întreprinderea pentru Întreținerea și Repararea utilajelor de Calcul și de Electronică Profesională.

** Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice.

*** Întreprinderea Electronică.

porțiuni de circuit precedente acestuia, conform algoritmului ilustrat în figura 2 [8]. Ca urmare, estimarea zgomotului circuitului în cazul real, cu linii de transmisie cu pierderi (circuite integrate), devine imposibilă.

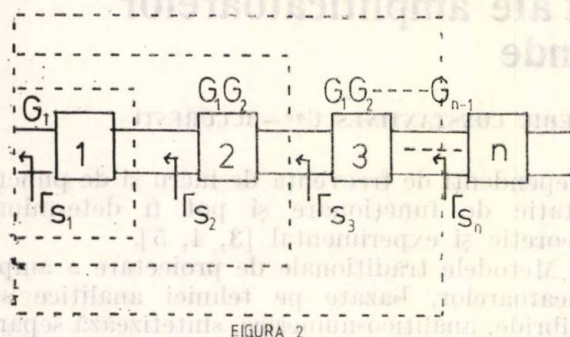


Fig. 2. Metoda convențională, „pas cu pas”, de evaluare a cifrei de zgomot în circuite complexe, calculând câștigul, cifra de zgomot și coeficientul de reflexie la intrarea etajelor individuale și combinate ale unui amplificator [8].

Niclas [6] a încercat recent să evite această problemă elaborând un model analitic care recurge la un formalism cu matrice Y distincte pentru semnal și zgomot. Etaje cu reacție și amplificatoare cu 2 etaje au fost analizate în acest mod, făcându-se însă aproximații pentru a evita formule prea complicate. O generalizare pentru circuite mai complexe devine neeconomică, ca de altfel și metoda nodală de analiza de zgomot [10], necesitând un volum mare de calcul și memorie.

Lucrarea de față prezintă o metodă riguroasă și rapidă de analiză și optimizare a performanțelor de zgomot, ce poate fi ușor inclusă în programele existente de analiză bazate pe calculul cu matrice ABCD. Programul elaborat permite studiul și proiectarea circuitelor în cascadă, cu reacție și structură în arbore sau o combinație de astfel de configurații. Sint incluse elemente zgomotoase de circuit, active și pasive. Metoda este exemplificată în analiza și optimizarea simultană a câștigului și cifrei de zgomot ale amplificatoarelor de bandă largă, cu mai multe etaje, realizabile în tehnologie integrată.

1. Determinarea parametrilor echivalenței de zgomot ai unui circuit complex

Conform circuitului echivalent din figura 1, factorul de zgomot al unui circuit, în care toate sursele de zgomot au fost echivate cu cele două generatoare de la intrare, V_n și I_n , poate fi calculat cu expresiile:

$$F_{\min} = 1 + 2R_n(G_c + G_{so}) \quad (5)$$

$$F = F_{\min} + R_n/G_s |Y_c - Y_{so}|^2 \quad (6)$$

unde:

$$Z_{so} = 1/Y_{so}; Y_{so} = G_{so} + jB_{so};$$

$$G_{so}^2 = G_c^2 + G_n/R_n; B_{so} = -B_c;$$

iar R_n , G_n și Y_c reprezintă parametrii globali de zgomot ai circuitului.

Pentru aflarea lor trebuie deduse relațiile de transformare a parametrilor de zgomot în diverse configurații de circuit. Hartman și Strutt [11] au făcut astfel de calcule în cazul formalismului de reprezentare cu matrice S a elementelor de circuit. În continuare vom face același lucru utilizând matricei ABCD.

Pentru circuite pasive, deducerea circuitului echivalent de zgomot este ilustrată în figura 3 și necesită, după caz, atât formalismul de zgomot de admitanță (când elementul B din matricea ABCD este nenul) cât și pe cel de impedanță (când C este nenul). În cazul în care B și C sînt nenule cele două metode conduc la

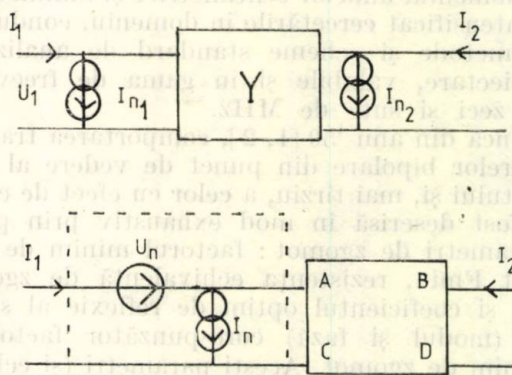


Fig. 3. Formalismul de zgomot de admitanță pentru calculul parametrilor circuitului de zgomot la intrarea diporților pasivi (3.a) și conversia de la matricea Y la matricea ABCD pentru simplificarea analizei de circuit (3.b).

rezultate identice. În aceste condiții parametrii, echivalenței de zgomot ai unui element pasiv de circuit devin:

$$R_n = \text{Real}(AB^*); \quad (7)$$

$$G_n = \{\text{Real}(DB^*) - [\text{Real}(B)]^2/R_n\}/|B|^2; \quad (8)$$

$$Y_c = [DR_n - \text{Real}(B)]/(BR_n); \quad (9)$$

Expresiile (7) — (9) sînt generale pentru diporți pasivi și sînt particularizate mai jos pentru cîteva tipuri de diporți frecvent utilizați:

a) Circuit RLC serie montat în serie: $R_n = R$; $G_n = 0$; $Y_c = 0$.

b) Circuit RLC serie montat în șunt: $R_n = 0$; $Y_c = 0$;
 $G_n = R/\{R^2 + [\omega L - 1/(\omega C)]^2\}$;

c) Circuit RLC paralel montat în serie:

$$R_n = R/\{R^2 + [\omega C - 1/(\omega L)]^2\}; G_n = 0;$$

$$Y_c = 0.$$

d) Linie de transmisie cu pierderi ($\gamma = \alpha + j\beta$; $\theta = \beta l$) de impedanță caracteristică Z_0 :

$$Rn = Z_0 \operatorname{sh} \alpha \operatorname{ch} \alpha$$

$$Gn = \operatorname{sh} \alpha [\operatorname{ch}^2 \alpha - \cos^2 \theta] / \{Z_0 \operatorname{ch} \alpha [(\operatorname{sh} \alpha \cos \theta)^2 + (\operatorname{ch} \alpha \sin \theta)^2]\}$$

$$Bc = \operatorname{ch} \alpha \cos \theta \sin \theta / \{Z_0 \operatorname{ch} \alpha [(\operatorname{sh} \alpha \cos \theta)^2 + (\operatorname{ch} \alpha \sin \theta)^2]\}$$

$$Gc = Gn; Yc = Gc + jBc.$$

e) Stub terminat în gol: $Rn = 0$; $Yc = 0$;

$$Gn = \operatorname{th} \alpha / Z_0 (\cos^2 \theta + \operatorname{th}^2 \alpha \sin^2 \theta).$$

f) Stub terminat în scurtcircuit: $Rn = 0$; $Yc = 0$;

$$Gn = \operatorname{th} \alpha / Z_0 (\sin^2 \theta + \operatorname{th}^2 \alpha \cos^2 \theta).$$

Determinarea parametrilor globali de zgomot ai circuitului implică echivalarea efectelor tuturor surselor de zgomot din circuit la intrarea circuitului global, considerat nezmotos și caracterizat de matricea ABCD globală. Figurile 4...7 ilustrează procedura utilizată pentru configurații tipice de circuit. Performanțele

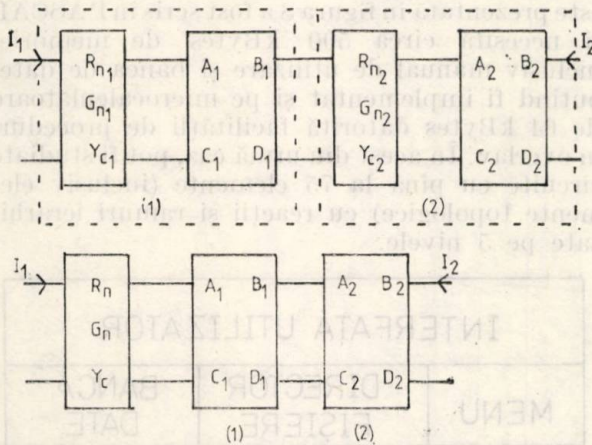


Fig. 4. Transferul parametrilor de zgomot la intrare într-un lanț de celule zgomotoase de circuit.

de semnal și de zgomot sunt calculate simultan transferind treptat generatoarele de zgomot la intrare, pe măsură ce matricea ABCD a fiecărui element este înmulțită cu cea a porțiunii de circuit cuprinsă între intrare și elementul curent. Acest transfer se face determinând parametrii echivalenți de zgomot conform relațiilor următoare:

a) Doi diporturi zgomotoși în cascadă (figura 4).

Pentru a obține parametrii de zgomot în această configurație se aplică o transformare în două etape. Mai întâi sunt transferate la

intrarea primului diport generatoarele de zgomot asociate celui de al doilea diport:

$$Rn_i = |A_1 + B_1 Y_{c2}|^2 Rn_2 + |B_1|^2 Gn_2;$$

$$Y_{c_i} = [(C_1 + D_1 Y_{c2}) (A_1 + B_1 Y_{c2})^* Rn_2 + D_1 B_1^* Gn_2] / Rn_i;$$

$$Gn_i = Rn_2 Gn_2 [A_1 D_1 - B_1 C_1]^2 Rn_i$$

iar apoi toate generatoarele de la intrare sunt echivalate cu un generator de curent și unul de tensiune descrise de parametrii echivalenți de zgomot:

$$Rn = Rn_1 + Rn_i; Yc = (Rn_1 Y_{c1} + Rn_i Y_{c_i}) / Rn;$$

$$Gn = Gn_1 + Gn_i + Rn_1 |Y_{c1} - Yc|^2 + Rn_i |Y_{c_i} - Yc|^2$$

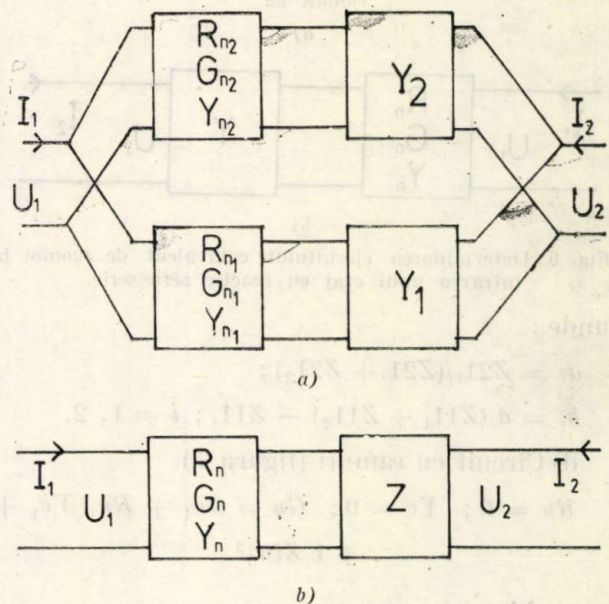


Fig. 5. Determinarea circuitului echivalent de zgomot la intrarea unui etaj cu reacție paralel/paralel.

b) Circuit cu reacție paralel-paralel (figura 5).

$$Rn = |a_1|^2 Rn_1 + |a_2|^2 Rn_2;$$

$$Yc = 1/Rn \{ (Y_{c1} + b) a_1^* Rn_1 + (Y_{c2} - b) a_2^* Rn_2 \};$$

$$Gn = Gn_1 + Gn_2 + |b + Y_{c1} - a_1 Yc|^2 Rn_1 + |b - Y_{c2} + a_2 Yc|^2 Rn_2;$$

unde:

$$a_i = Y_{21_i} / (Y_{21_1} + Y_{21_2}); i = 1, 2.$$

$$[b = (Y_{11_2} Y_{21_1} - Y_{11_1} Y_{21_2}) / (Y_{21_1} + Y_{21_2})]$$

c) Circuit cu reacție serie-serie (figura 6).

$$[Rn = Rn_1 \{1 + |b_1|^2 |Y_{c1}|^2 + 2 \operatorname{Re}(b_1 Y_{c1})\} + Rn_2 \{1 + |b_2|^2 |Y_{c2}|^2 + 2 \operatorname{Re}(b_2 Y_{c2})\}]$$

$$Yc = 1/Rn \{ a_1 Rn_1 Yc_1 + a_2 Rn_2 Yc_2 + \\ + a_1 b_1 (Gn_1 + Rn_1 |Yc_1|^2) + a_2 b_2 (Gn_2 + Rn_2 |Yc_2|^2) \} \\ Gn = |a_1|^2 (Gn_1 + Rn_1 |Yc_1|^2) + |a_2|^2 (Gn_2 + \\ + Rn_2 |Yc_2|^2) - Rn |Yc|^2$$

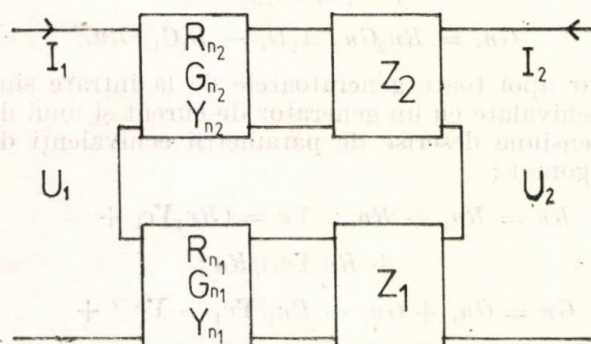


FIGURA 6a

a)



b)

Fig. 6. Determinarea circuitului echivalent de zgomot la intrarea unui etaj cu reacție serie/serie.

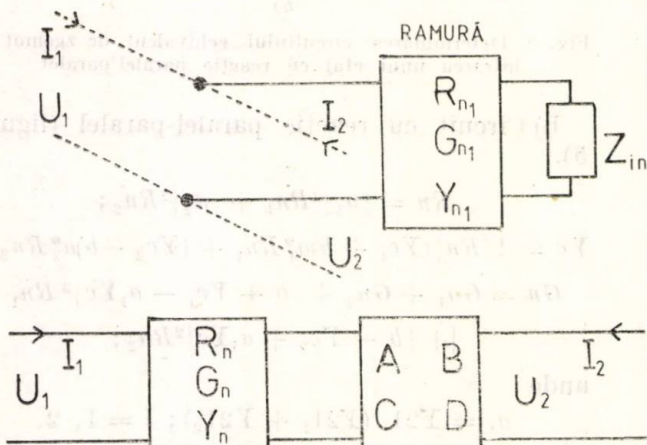
unde :

$$a_i = Z21_i / (Z21_i + Z21_2);$$

$$b_i = a_i (Z11_1 + Z11_2) - Z11_i; \quad i = 1, 2.$$

d) Circuit cu ramuri (figura 7).

$$Rn = 0; \quad Yc = 0; \quad Gn = Gn_1 + Rn_1 |Yc_1| + \\ + 1/Zin|^2$$

Fig. 7. Transferarea parametrilor de zgomot de pe o ramură secundară pe ramura principală a unui circuit. Zin reprezintă impedanța de intrare în ramura secundară iar Rn_1 , Gn_1 și Yc_1 sint parametrii de zgomot echivalenți ai în trezii ramuri secundare, calculați în maniera ilustrată în figurile 4...6.

Trebuie remarcat că transformările parametrilor de zgomot descrise mai sus nu afectează matricele de semnal (ABCD, Y, Z sau S) ale diporților considerați fără zgomot și, ca urmare, nici matricea globală ABCD a circuitului. Se observă de asemenea că, pentru a conserva cifra de zgomot, o transformare trebuie să mențină constante raportul Gn/Gc și produsul $RnGc$. Ca o regulă generală, orice tip de reacție introdusă într-un circuit de amplificare va înrăutăți, într-o măsură mai mare sau mai mică, cifra de zgomot. Legarea în paralel sau serie a două circuite (elemente) cu parametri de zgomot identici conservă cifra de zgomot, lucru speculat în amplificatoare echilibrate, în scopul îmbunătățirii VSWR-ului într-o bandă largă fără deteriorarea performanțelor de câștig și zgomot. Excepție fac circuitele pasive, la care $Gc = 0$ (de exemplu circuite RLC simple și linii de transmisie) și pentru care cifra de zgomot se confundă cu pierderile.

Programul dezvoltat pe baza acestui algoritm calculează performanțele de semnal (impedanța de intrare și ieșire, coeficientul de undă staționară, pierderile de transmisie, câștigul în putere etc.) ca un pachet CAD obișnuit, cu facilitățile suplimentare de evaluare, cu o creștere minoră a timpului de calcul, a cifrei de zgomot. Programul, a cărui structură bloc este prezentată în figura 8 a fost scris în PASCAL și necesită circa 500 kBytes de memorie, inclusiv manual de utilizare și banca de date, putînd fi implementat și pe microcalculatoare de 64 kBytes datorită facilității de proceduri în overlay. În acest din urmă caz, pot fi studiate circuite cu pînă la 75 elemente (inclusiv elemente topologice) cu reacții și ramuri ierarhizate pe 5 nivele.

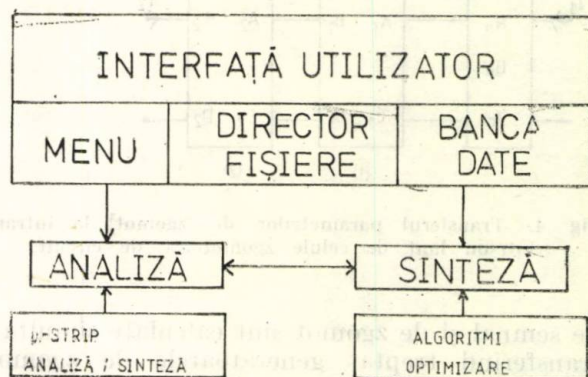


Fig. 8. Schema-bloc a programului CADNOISE, dedicat analizei și optimizării performanțelor de zgomot ale amplificatoarelor liniare de frecvență.

2. Exemplu de proiectare asistată de calculator a amplificatoarelor de zgomot redus

Au fost optimizate din punct de vedere al cifrei de zgomot și al câștigului în putere variante de amplificatoare realizabile în tehnologie microstrip pe substrat de alumina și în tehnologie

logie de circuit integrat monolitic pe substrat semiizolator din GaAs. Ca tranzistor a fost ales un dispozitiv MODFET AlGaAs/GaAs cu dimensiunile porții de $0,5 \times 100 \mu\text{m}$ ai cărui parametri S și de zgomot (la polarizare de zgomot minim) sint tabelati în tabelul 1 [3]. Astfel de dispozitive sint produse pentru uz industrial

de firmele japoneze Mitsubishi și Toshiba. Pentru rețeaua de adaptare la zgomot a fost aleasă o structură linie-stub în scurtcircuit — tranzistor, avantajoasă pentru implementarea monolitică datorită ariei reduse și a pierderilor mici (figura 9). Tabelul 2 prezintă un listing cu configurația unui amplificator cu trei etaje,

Parametrii tranzistorului MODFET

F(GHz)	S ₁₁	S ₁₂	S ₂₁	S ₂₂	Rn Ohm	Gn mS	Gc mS	Bc mS
12	0,742/83	0,01/75	1,714/95	0,485/55	12,8	0,1	6,9	-18
15	0,66/119	0,01/75	1,642/59	0,457/82	13	0,1	7,77	-22
18	0,80/151	0,01/75	1,570/34	0,43/109	13,4	0,2	8,18	-26

Tabelul 1

Structura amplificatorului cu 3 etaje

Microstrip

$\epsilon_r=9.6$ $h=0,254\text{ mm}$ $Z_0=50\text{ Ohm}$

No.	Type	Z [Ohm]	[l mm]
1	SHSTUB	99,9	0,448
2	LINE	33,27	1,744
	MODFET	—	—
3	LINE	36,32	1,6
4	SHSTUB	44,34	0,95
5	SHSTUB	97,52	0,468
6	LINE	30	1,925
	MODFET	—	—
7	LINE	44,34	2,04
8	SHSTUB	54,34	0,726
9	SHSTUB	91,73	0,422
10	LINE	30	2,075
	MODFET	—	—
11	LINE	37,4	1,726
12	SHSTUB	50,41	0,907

Rezultate optimizare

f [GHz]	12	15	18
amplificator cu 2 etaje			
G [dB]	14,6	14,7	15,3
NF [dB]	1,9	1,79	2,23
amplificator cu 3 etaje			
G [dB]	23,7	23,3	24,1
NF [dB]	1,94	1,82	2,32

GaAs MMIC

$\epsilon_r=12.0$ $h=0.200\text{ mm}$ $Z_0=50\text{ Ohm}$

No.	Type	Z [Ohm]	l [mm]
1	SHSTUB	70	0,753
2	LINE	70	2,435
	MODFET	—	—
3	LINE	70	2,488
4	SHSTUB	70	0,895
5	SHSTUB	70	0,719
6	LINE	70	2,646
	MODFET	—	—
7	LINE	70	2,532
9	SHSTUB	70	0,676
10	LINE	70	2,698
	MODFET	—	—
11	LINE	70	2,312
12	SHSTUB	70	0,838

Rezultate optimizare

[GHz]	12	15	18
Amplificator cu 3 etaje			
G [dB]	22,2	21,7	22,3
NF [dB]	2,01	1,92	28,4

împreună cu valorile optimizate ale impedanțelor și lungimilor liniilor de transmisie. În cazul monolitic au fost considerate numai trasee microstrip de 70 Ohmi atât datorită posibilităților tehnologice cât și pentru a ilustra înrăutățirea performanțelor.

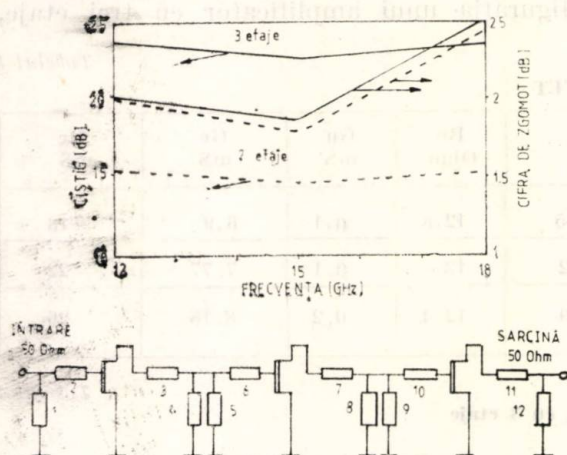


Fig. 9. Curbele de câștig și cifra de zgomot, obținute prin optimizare pe calculator, a amplificatoarelor cu 2 (linie întreruptă) și 3 etaje (linie continuă) realizabile în tehnică microstrip pe substrat de alumina de 0,254 mm grosime.

Proiectarea a fost făcută în bandă 12 — 18 GHz (bandă mai mare de 40%). Lipsa datelor privind parametrii tranzistorului în afara acestei game de frecvență a făcut imposibilă optimizarea performanțelor amplificatoarelor într-o bandă mai largă, plauzibilă dacă avem în vedere alura curbelor de câștig și cifra de zgomot din figura 9. Au fost experimentate două strategii de optimizare cu rezultate aproape identice. Mai întâi, după procedeul clasic, a fost optimizată rețeaua de intrare a unui singur etaj pentru zgomot redus, iar apoi rețeaua de ieșire pentru obținerea unui câștig maxim de putere, cu profil cât mai plat, în banda de interes. În final au fost cascadeate două și trei astfel de etaje făcându-se o optimizare globală a tuturor elementelor variabile ale circuitului (impedanțele și lungimile traseelor microstrip din toate etajele) pentru minimizarea zgomotului și maximizarea câștigului de putere. Cea de-a doua strategie de proiectare, posibilă numai în condițiile utilizării unui program bazat pe algoritmul descris în capitolul anterior, optimizează simultan, într-o singură etapă, performanțele de zgomot ale întregului lanț de amplificare, pornind de la structura de circuit impusă de utilizator, fără intervenția acestuia.

Se remarcă performanțele teoretice extrem de bune ale amplificatorului microstrip cu trei etaje ($NF < 2.5$ dB și $G = 23 \dots 24$ dB în banda 12 — 18 GHz), fără a fi necesară utilizarea reacției negative. În cazul amplificato-

rului monolitic, datorită restricției impuse impedanței liniilor, comportarea este ceva mai slabă. Se poate însă concluziona că proiectarea unui amplificator de zgomot redus poate fi făcută mult mai economic, optimizând doar lungimile traseelor microstrip, în condițiile menținerii unor performanțe ridicate, simplificând astfel procesul de elaborare a măștilor. Pe de altă parte, proiectarea „de mină”, la o singură frecvență, ar fi făcut imposibilă obținerea unei benzi de circa 40%.

3. Concluzii

Pornind de la circuite echivalente de zgomot de mare acuratețe existente în literatură, a fost elaborat un algoritm numeric, bazat pe calculul cu matrici de transfer, pentru optimizarea performanțelor de zgomot ale amplificatoarelor de bandă largă. Metoda matricială, mult mai economică și mai rapidă decât cea nodală, a fost extinsă pentru a putea studia practic toate configurațiile de circuit utilizate în domeniul UHF și al microundelor și permite, în premieră, studiul influenței multiporturilor pasivi cu pierderi asupra performanțelor de zgomot ale amplificatoarelor.

Bibliografie

- [1] W. Dahlke, „Transformationsregeln für rauschende Vierpole”, Archiv für elektr. Übertragung, vol. 9, pp. 391—401, 1955.
- [2] H. Rothe, W. Dahlke, „Theory of noisy fourpoles”, Proc. IRE, vol. 44, pp. 811—818, iunie 1956.
- [3] H. Hida et al. „A New Low-Noise AlGaAs/GaAs 2DEG FET with a Surface Undoped Layer”, IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-33, No. 5, pp. 601—607, 1986.
- [4] A. J. Van, der Ziel and G. Bosman, „Accurate Expression for the Noise Temperature of Common Emitter Microwave Transistors”, IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-31, pp. 1280—1283, 1984.
- [5] J. M. Brookes, „The Noise Properties of High Electron Mobility Transistors”, IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-33, No. 1, pp. 52—57, 1986.
- [6] K. B. Niels, „Active Matching with Common Gate MESFET'S”, IEEE Trans. MTT, vol. MTT-33, No. 1, pp. 492—499, 1985.
- [7] U. L. Rhode, „Models and Nonlinearities: Major Factors in Microwave CAD Software (Part II)”, MSN & CT, vol. 15, No. 12, pp. 127—137, 1985.
- [8] A. Montenegro, „Analyse assistée par ordinateur des réseaux micro-ondes dans le domaine fréquentiel (ESAMEC)”, ESA Journal, vol. 1, 1977.
- [9] Guillermo Gonzales, „Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design”, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J. 07632, pp. 217—230, 1984.
- [10] H. Hillbrand, P. Russer, „An Efficient Method for Computer-Aided Noise Analysis of linear Amplifier Networks”, IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-23, No. 4, pp. 235—238, 1976.
- [11] K. Hartmann, M. Struth, „Changes of the Four Noise Parameters Due to General Changes of linear Two-Port Circuits”, IEEE Trans. on Electron Devices, vol. ED-20, No. 10, pp. 874—877, 1973.

CZ 681.332

SISTEM DE DEZVOLTARE
MICROCALCULATOR
MICROPROCESORUL 8086

Sistem de dezvoltare pentru aplicații cu microprocesorul 8086

AURELIAN OLARIU, CORNEL RUSU TRIȘCĂ, FLORIN ROIU*—BUCUREȘTI

Introducere

Lucrarea prezintă rezultatele obținute privind realizarea sistemului de dezvoltare SDM-86, pentru aplicații cu microprocesorul 8086. Operind pe cuvinte de 16 biți, familia 8086 reprezintă un pas important în dezvoltarea aplicațiilor controlate de microcalculator, venind în întâmpinarea utilizatorilor și a proiectanților de sisteme, datorită caracteristicilor sale performante și a suportului software existent pe piața mondială.

1. Descriere și funcționare

Schema bloc a SDM-86 este prezentată în figura 1 și se compune din:

- unitate centrală (MIC-86);
- modul extensie memorie și I/O;
- interfață disc flexibil cu dublă densitate (IDF-8272);
- programator memorii (EP) ROM;
- patru unități pentru disc flexibil;
- terminal de comunicație serială;
- imprimantă;

Unitatea centrală (MIC-86) [1] este realizată cu microprocesoarele 8086-8087 și are 256 K de memorie RAM cu port dual, 32K memorie EPROM, dispozitive de I/O de tipul 8251, 8253, 8255 și 8259, circuite de comandă și control etc. Arhitectura lui MIC-86 este realizată în jurul a patru magistrale pentru a permite procesarea în paralel a datelor. O magistrală locală pe care lucrează microprocesoarele 8086-8087, o magistrală rezidentă care conectează 8086-8087 la toate resursele de pe placă (memoria EPROM și dispozitivele I/O), o magistrală a portului dual și o magistrală de sistem (MULTIBUS).

Activitatea pe magistrala locală și rezidentă este independentă de activitatea pe celelalte două magistrale. În timp ce 8086 sau 8087 accesează memoria EPROM sau dispozitive I/O de pe placă, un alt procesor (8089 de exemplu), ce folosește magistrala sistemului, poate accesa memoria RAM cu port dual de pe placă.

Modulul de extensie memorie și I/O, [2] permite extinderea memoriei RAM cu 256 K octeți și a spațiului de I/O cu un canal serial

compatibil cu standardul RS 232 și 24 linii de I/O în mod paralel.

Interfața cu discul flexibil permite conectarea modului MIC-86 la patru unități de disc flexibil cu dublă densitate. Schema bloc este prezentată în figura 1. Controlul interfeței este realizat de procesorul 8089 care este un procesor specializat de I/O și care oferă interfeței mai multă inteligență. El folosește o magistrală locală pentru a comunica cu memoria proprie (RAM și EPROM) și cu controlerul de disc flexibil cu dublă densitate 8272 și magistrala de sistem pentru a comunica cu MIC-86.

Interfața se comportă ca un modul master pe magistrala sistemului. MIC-86 comunică cu procesorul 8089 prin plasarea unui mesaj în

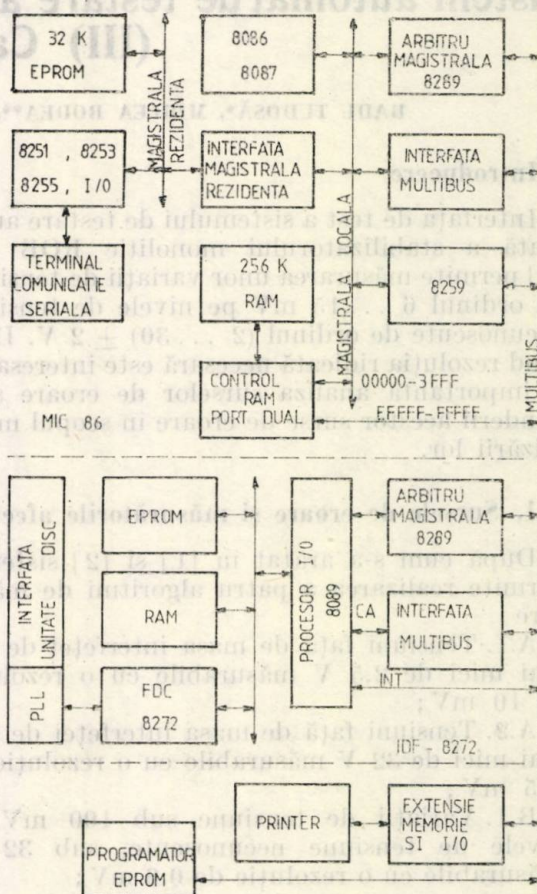


Fig. 1. Schema bloc a SDM-86.

memoria RAM cu port dual (la care au acces ambele procesoare) și activarea liniei CA de la 8089. Când 8089 comunică cu MIC-86, el

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice—București.

plasează un mesaj în memoria RAM cu port dual și generează o întrerupere pe magistrala sistemului către MIC-86.

Interfața mai conține un controler de disc flexibil cu dublă densitate (8272), un separator de date cu PLL, circuite pentru precompensare la înscriere etc.

Transferul datelor de la controlerul 8272 este făcut de către procesorul 8089, care folosește unul din cele două canale pentru transfer DMA a datelor de la interfață în memoria sistemului.

Deși cele două procesoare pot lucra în paralel inițializarea și instruirea lui 8089 este făcută de către MIC-86.

Programatorul pentru memorii EPROM [3] este un modul realizat cu microprocesorul Z 80, compatibil cu magistrala multibus și

permite programarea tuturor memoriilor EP (ROM) uzuale.

Pe structura hardware prezentată a fost implementat sistemul de operare MS DOS.

2. Concluzii

Sistemul de dezvoltare realizat va permite extinderea aplicațiilor cu microprocesorul 8086, atât datorită facilităților oferite pentru dezvoltarea programelor, cât și a suportului hardware oferit de MIC-86.

Bibliografie

- [1] A. Olariu ș.a. Single Board Microcomputer built around the 8086/8087 microprocessors, CAS 1985, p. 427.
- [2] A. Olariu, A. Voicu. Modul extensie memorie și I/O, CAS 1986, p. 323.
- [3] L. Toia, A. Olariu. Modul inteligent pentru programarea memoriilor (EP)ROM, CAS 1986, p. 330.

CZ 621.316.7

SISTEM AUTOMAT DE TESTARE
STABILIZATOR MONOLITIC

Sistem automat de testare a stabilizatorului monolitic ROB 305: (III) Calculul erorilor

RADU TUDOSĂ*, MIRCEA BODEA**, MIHAI VAIS***, MIHAELA ILIE*** — BUCUREȘTI

Introducere

Interfața de test a sistemului de testare automată a stabilizatorului monolitic ROB 305 [1] permite măsurarea unor variații de tensiune de ordinul 6 ... 15 mV pe nivele de tensiune necunoscute de ordinul (2 ... 30) $\pm$ 2 V. Dată fiind rezoluția ridicată necesară este interesantă și importantă analiza surselor de eroare și a ponderii acestor surse de eroare în scopul minimizării lor.

1. Sursele de eroare și măsurătorile afectate

După cum s-a arătat în [1] și [2] sistemul permite realizarea a patru algoritmi de măsurare:

A.1. Tensiuni față de masa interfeței de test mai mici de 2,5 V măsurabile cu o rezoluție de 10 mV;

A.2. Tensiuni față de masa interfeței de test mai mici de 32 V măsurabile cu o rezoluție de 125 mV;

B.1. Variații de tensiune sub 100 mV pe nivele de tensiune necunoscute, sub 32 V, măsurabile cu o rezoluție de 0,6 mV;

B.2. Variații de tensiune sub 2,5 V pe nivele de tensiune necunoscute, sub 32 V, măsurabile cu o rezoluție de 10 mV.

1.1. Algoritmii A.1., B.1., B.2.

Schema echivalentă a interfeței de test utilizată pentru calculul erorilor de măsurare în cazul algoritmilor A.1., B.1., B.2. este indicată în figura 1.

În momentul terminării funcției de autozero, tensiunea la intrarea comparatorului ideal este

$$V_C = G(V_{OSA} - V_{FLO} + V_{AZR} \pm 1/2 LSB_{AZR}) + V_{OSC} + V_{OSDA} \approx 0, \quad (1)$$

unde G și V_{OSA} sint câștigul și, respectiv, tensiunea de offset ale amplificatorului flotant A , V_{FLO} — tensiunea de decalaj între nivelul masei flotante și nivelul masei interfeței la programarea unui nivel de 0 V al masei flotante, V_{AZR} — tensiunea de offset introdusă de circuitul pentru autozero, V_{OSC} și V_{OSDA} — tensiunile de offset la intrarea comparatorului $COMP$ și, respectiv, la ieșirea convertorului digital-analog flotant CDA , LSB_{AZR} — bitul cel mai puțin semnificativ al circuitului pentru autozero.

După decontarea de la masa interfeței a intrării amplificatorului flotant A și aplicarea tensiunii V_i care urmează a fi măsurată ten

* Întreprinderea Microelectronica — București.

** Institutul Politehnic — București, Facultatea de electronică și telecomunicații.

*** Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

de curent de sarcină. O proiectare a cablajului care urmărește minimizarea variațiilor de tensiune a masei flotante conduce la obținerea unei valori $V_{FLO} \approx 0,5$ mV. În acest caz eroarea pentru algoritmul B.1. atinge o valoare de $5 + 5 = 10\%$, perfect acceptabilă în condițiile măsurării unor variații de tensiune de 10 mV pe nivele de tensiune de pînă la 32 V.

● Dacă se ține seama de eroarea de amplificarea și de deriva termică a componentelor se pot defini următorii termeni:

$$V_{max}(1 + C_R\Delta T)(1 \pm C_R\Delta T)(1 \pm C_{REF}\Delta T) \approx V_{max}(1 \pm 2C_R\Delta T \pm C_{REF}\Delta T), \quad (5)$$

Tabelul 2

Algoritmul de măsurare	ε_{AD}	ε_{FL}	ε_A	ε_A^T	ε_{REF}^T	$\varepsilon_T [\%]$
A.1.	0,33	0,03	1	0,02	0,5	1,88
B.1.	5	5	1	0,02	0,5	11,52
B.2.	1,76	0,16	1	0,02	0,5	3,44

unde C_R este coeficientul termic al celor două rezistențe folosite pentru configurarea convertorului digital-analog DAC, iar C_{REF} este coeficientul termic al referinței convertorului flotant (vezi [1], figura 6);

$$G(1 \pm \varepsilon_A)(1 \pm \Delta C_R\Delta T) \approx G(1 \pm \varepsilon_A \pm \pm C_R\Delta T/10) \quad (6)$$

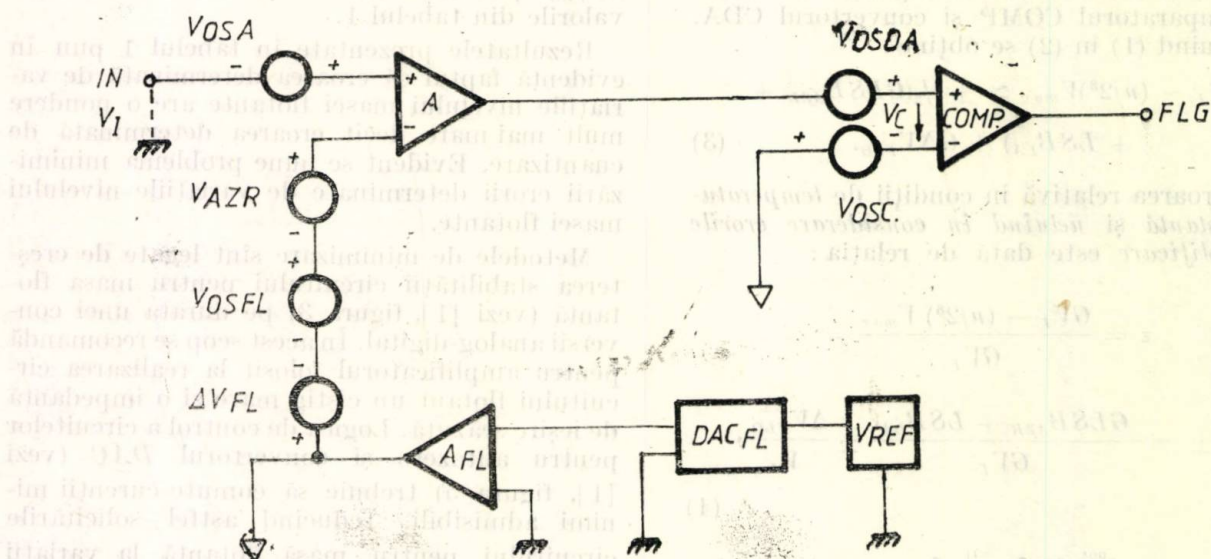


Fig. 2. Schema echivalentă pentru calculul erorilor — algoritmul de măsurare A.2.

Tabelul 3

Algoritmul de măsurare	LSB_{FL}	LSB_{AZR}	ΔV_{FL}	V_I	$\varepsilon_{AD} + \varepsilon_{FL} = \varepsilon [\%]$
A.2.	125 mV	0,6 mV	1 mV	5 V	$1,26 + 0,02 = 1,28$

unde ε_A este eroarea provenită din imprecizia rezistențelor din bucla de reacție a amplificatorului flotant, iar $C_R\Delta T/10$ este eroarea provenită din neîmperecherea coeficienților termici a acestor rezistențe (vezi [1], figura 6).

Înlocuind acești termeni de eroare în relația (3) se obține expresia erorii totale

$$\varepsilon^T = \varepsilon_{AD} + \varepsilon_{FL} + \varepsilon_A + \varepsilon_A^T + \varepsilon_{REF}^T \quad (7)$$

în care s-au utilizat următoarele notații

$$\varepsilon_A^T = C_R\Delta T/10 \text{ și } \varepsilon_{REF}^T = (1C_R + C_{REF})\Delta T. \quad (8)$$

Considerînd o împerechere a valorilor rezistențelor din bucla de reacție a amplificatorului de 1%, coeficientul termic al rezistențelor de 100 ppm/°C [3], coeficientul termic al referinței de 50 ppm/°C [4], variația nivelului masei flotante $\Delta V_{FLO} \approx 0,5$ mV și o variație de temperatură $\Delta T = 20^\circ\text{C}$ pentru erorile de măsurare se obțin valorile din tabelul 2.

Rezultatele prezentate în tabelul 2 arată că erorile datorate derivei termice a componentelor sînt nesemnificative față de alte surse de erori. Eroarea cea mai mare este dată de termenul dependent de imprecizia rezistențelor din bucla de reacție a amplificatorului.

Reducerea acestor erori se obține prin folosirea unor rezistențe care să asigure pentru amplificatorul flotant A un câștig cît mai apropiat de cel teoretic. Se mai impune folosirea unor

rezistențe cu coeficienți termici mici pentru rezistențele care asigură referința și ieșirea în tensiune a convertorului flotant CDA (vezi [1], figura 2).

1.2. Algoritm A.2.

Schema echivalentă pentru calculul erorilor în cazul algoritmului A.2. este prezentată în figura 2.

Observind faptul că după terminarea conversiei tensiunea la intrarea comparatorului este

$$V_C \approx \left(V_I - \Delta V_{FL} - V_{OSFL} - \frac{n}{2^8} V_{REF} G \pm \right. \\ \left. \pm \frac{1}{2} LSB_{FL} \right) G + V_{OSDA} + V_{OSC} \approx 0, \quad (9)$$

expresia erorii rezultă direct:

$$\varepsilon \approx \frac{V_{OSFL} - V_{AZR} + \Delta V_{FL} \pm \frac{1}{2} LSB_{FL}}{V_I} - \\ - \frac{V_{OSDA} + V_{OSC}}{GV_I}. \quad (10)$$

Programând înainte de realizarea conversiei $V_{OSFL} \approx V_{AZR}$ și neglijând termenii nesemnificativi expresia (10) capătă forma:

$$\varepsilon = \frac{\pm \frac{1}{2} LSB_{FL} + LSB_{AZR}}{V_I} + \\ + \frac{\Delta V_{FL}^{not}}{V_I} = \varepsilon_{AD} + \varepsilon_{FL}. \quad (11)$$

Considerind cazul cel mai dezavantajos ($V_I = 5$ V) pentru erorile de măsurare se obțin valorile din tabelul 3.

Urmărind rezultatele prezentate în tabelul 3 se constată că eroarea datorată deplasării nivelului masei flotante este neglijabilă în

comparație cu eroarea determinată de cuantizare. Această concluzie se păstrează și în condițiile în care se ține cont de variațiile de temperatură.

2. Concluzii

Calculul erorilor oferă un rezultat care depinde de algoritmul de măsurare.

În cazul algoritmilor A.1., B.1. și B.2. (acest caz corespunde structurii blocului de conversie sub forma în care este implementat) erorile cuprind eroarea normală de cuantizare caracteristică oricărui convertor analog-digital cu autozero și eroarea specifică acestei structuri de convertor datorată instabilității pe durata unei conversii a nivelului masei flotante.

În condițiile respectării metodelor de minimizare, eroarea specifică datorată instabilității nivelului masei flotante se reduce în cazul cel mai defavorabil (măsurarea unei variații de tensiune de 10 mV pe un nivel de tensiune de 32 V) la nivelul erorii de cuantizare. Reducerea erorilor datorate derivatei termice implică selectarea unor componente cu coeficient de temperatură redus (rezistențele din buclele de reacție).

În cazul algoritmului de măsurare A.2. erorile corespund celor ale unui convertor analog-digital prin aproximații succesive.

Bibliografie

- [1] Tudosă, R., ș.a. Sistem automat de testare a stabilizatorului monolit ROB 305 : (I) Interfața de test. E.E.A. — Automatica și electronica, vol. 28, nr. 4 (decembrie 1984), pp. 147—152.
- [2] Tudosă, R., ș.a. Sistem automat de testare a stabilizatorului monolit ROB 305 : (II) Programul de testare. E.E.A. — Automatica și Electronica, vol. 31 nr. 3 (septembrie 1987) p. 101.
- [3] Ovidiu, R. Componente electronice pasive — catalog, Editura tehnică, București, 1981, pp. 19—21.
- [4] CCSITS — Catalog de componente electronice semiconductoare, București, 1980.

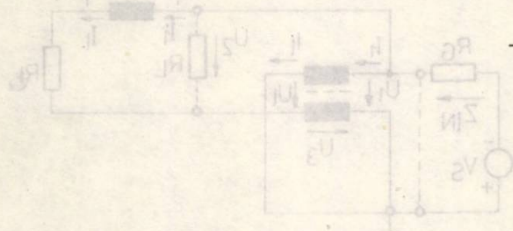


Fig. 2. Circuit echivalent la intrarea comparatorului.

CZ 621.365.4 : 621.314.235

TRANSFORMATOR
ANTENA
PUTERE RF

Transformator de radiofrecvență pentru adaptarea antenei de bandă largă

VASILE MUNTEAN* — BUCUREȘTI

Introdurre

Adaptarea antenelor de bandă largă la emițătoare de putere de bandă largă, pe unde scurte, a condus la studierea, respectiv construirea de transformatoare de adaptare de bandă largă. În funcție de tipul antenelor simetric sau nesimetric, transformatoarele sînt de tip nesimetric — simetric sau nesimetric-nesimetric așa cum este prezentat în figura 1, a și b.

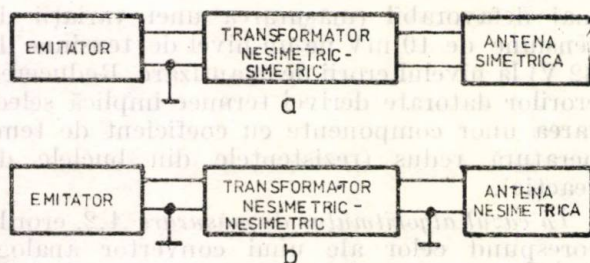


Fig. 1. a. Transformer nesimetric-simetric.

b. Transformator nesimetric-nesimetric.

Transformatoarele de adaptare lucrează la puteri de ordinul kilowaților [3], în gama de frecvențe care poate începe cu sute de kiloherți și sfârși cu zeci de megaherți. Adaptarea antenelor la emițătoare se realizează cu ajutorul lor, în game de frecvențe mari, cu simple compensări capacitive. Lucrarea de față va trata un transformator nesimetric-simetric, mai puțin cunoscut.

1. Funcționarea la înaltă frecvență a transformatorului nesimetric-simetric.

Acest transformator constă dintr-o linie de transmisie (pereche de fire izolate răsucite sau linie bifilară), înfășurate pe mai multe toruri de ferită suprapuse unul peste altul și o linie de întârziere, figura 2. Descrierea funcționării acestui transformator se face pe circuitul echivalent prezentat în figura 3. Linia de întârziere este tot o linie de transmisie.

Ecuatiile care descriu transformatorul presupunând comportare ideală a liniilor de transmisie (înfășurare și linie de întârziere) [1, 4],

(constanta de atenuare egală cu zero) sînt următoarele :

$$U_0 = U_1 \cos \beta l - jZ_0 I_1 \sin \beta l \quad (1)$$

$$I_l = I_1 \cos \beta l - j \frac{U_1}{Z_0} \sin \beta l \quad (2)$$

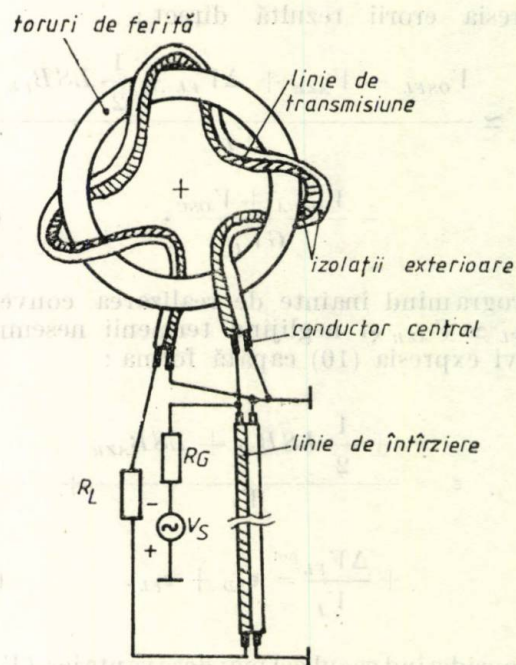


Fig. 2. Ansamblu transformator nesimetric-simetric.

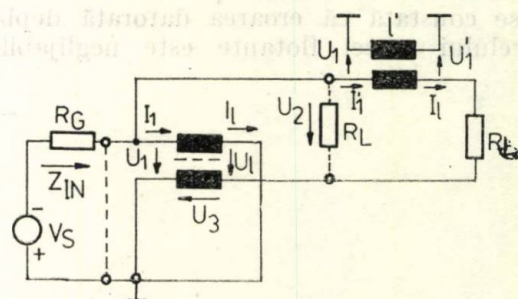


Fig. 3. Circuit echivalent la înaltă frecvență al transformatorului.

$$V_s = U_1 + R_G \cdot (I_1 + I_l) \quad (3)$$

$$U_2 = R_L \cdot I_1 = U_1 + U_i \quad (4)$$

* Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electronică—București.

$$U_3 = -U_1 \quad (5)$$

$$P_0 = R_L \cdot |I_1|^2 \quad (6)$$

$$U_1' = U_1 \cos \beta l' - j Z_0 I_1' \sin \beta l' \quad (7)$$

$$I_1 = I_1' \cos \beta l' - j \frac{U_1}{Z_0} \sin \beta l' \quad (8)$$

$$U_1' = I_1 \cdot \frac{R_L}{2} \quad (9)$$

$$P_{01} = |U_1'|^2 \cdot \frac{2}{R_L} \quad (10)$$

$$P_{02} = |U_3|^2 \cdot \frac{2}{R_L} \quad (11)$$

În aceste ecuații mărimile care intervin au următoarele semnificații:

U, I — amplitudini complexe ale tensiunii și curentului;

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ — constanta de fază a liniei de transmisie;

Z_0 — impedanța caracteristică a liniei de transmisie;

l, l' — lungimi electrice a liniilor de transmisie;

V_s — generator de RF;

R_G — rezistența internă a generatorului;

R_L — rezistența antenei simetrice pe care debitează masa;

P_{01}, P_{02} — puteri în rezistențele $\frac{R_L}{2}$, în cele două brațe;

P_0 — putere în rezistența R_L

Rezolvând ecuațiile (1), ..., (4) și (6), rezultă:

$$P_0 = V_s^2 \cdot Z_0^2 \cdot R_L \cdot \frac{(1 + \cos \beta l)^2}{4 R_G^2 Z_0^2 (1 + \cos \beta l)^2 + R_L^2 Z_0^2 \cos^2 \beta l + 4 R_G R_L Z_0^2 \cos \beta l (1 + \cos \beta l) + (R_G R_L + Z_0^2)^2 \sin^2 \beta l} \quad (12)$$

Pentru $\beta l = 0$ puterea transferată la ieșire (antena) este maximă în raport cu R_L dacă:

$$\frac{dP_0}{dR_L} = 0 \quad (13)$$

Rezolvând ecuația (13) rezultă relația utilizată în proiectare:

$$R_L = 4 R_G \quad (14)$$

Înlocuind (14) în (12), expresia puterii transferate la ieșirea transformatorului P_0 devine:

$$P_0 = \frac{4 V_s^2 R_G^2 Z_0^2 (1 + \cos \beta l)^2}{4 R_G^2 Z_0^2 (1 + 3 \cos \beta l)^2 + (4 R_G^2 + Z_0^2)^2 \sin^2 \beta l} \quad (15)$$

Această putere este maximă în raport cu Z_0 dacă:

$$\frac{dP_0}{dZ_0} = 0. \quad (16)$$

Rezolvând ecuația (16) rezultă de asemenea relația utilizată în proiectare:

$$Z_0 = 2 R_G. \quad (17)$$

Înlocuind (17) în (15), expresia puterii transferate P_0 devine:

$$P_0 = \frac{V_s^2}{R_G} \cdot \frac{(1 + \cos \beta l)^2}{(1 + 3 \cos \beta l)^2 + 4 \sin^2 \beta l} \quad (18)$$

Puterea maximă disponibilă a generatorului este:

$$P_i = \frac{V_s^2}{4 R_G} \quad (19)$$

Din (18) și (19) se deduce expresia pentru pierderile de inserție:

$$\frac{P_0}{P_i} = 4 \cdot \frac{(1 + \cos \beta l)^2}{(1 + 3 \cos \beta l)^2 + 4 \sin^2 \beta l} \quad (20)$$

Diagrama pierderilor de inserție în dB, $10 \log \frac{P_0}{P_i}$ în funcție de lungimea liniei și frecvențe (l/λ) , este prezentată în figura 4.

Expresia impedanței de intrare se determină cu relația de mai jos:

$$Z_{IN} = \frac{U_1}{I_1 + I_1'} \quad (21)$$

și cu relațiile (1), ..., (4) devine:

$$Z_{IN} = R_G \frac{2 \cos \beta l + j \sin \beta l}{1 + \cos \beta l + j \sin \beta l} \quad (22)$$

sau:

$$Z_{IN} = \frac{R_G}{2} \left(1 + \cos \beta l + j \sin \beta l \frac{1 - \cos \beta l}{(1 + \cos \beta l)^2} \right) \quad (23)$$

Se observă că $I_m[Z_{IN}]$ este inductivă și cu atât mai mică cu cât lungimea liniei de transmisie este mai mică.

Cu ajutorul relației (22) se calculează raportul de undă staționară σ la intrarea transformatorului, a cărui diagramă în funcție de lungimea liniei și frecvență (l/λ), este prezentată în figura 4.

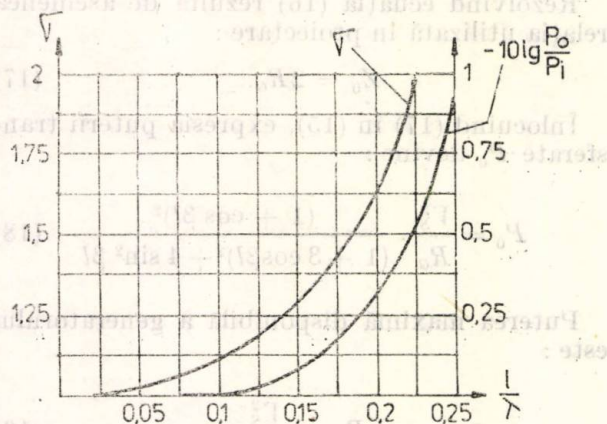


Fig. 4. Diagrama raportului de undă staționară și a pierderilor de inserție.

Diagramele prezentate în figura 4, arată că limitarea funcționării la înaltă frecvență a transformatorului de adaptare este determinată de pierderile de inserție impuse și de raportul de undă staționară dorit. De exemplu, pentru pierderi de inserție mai mici 0,05 dB, din figura 4 rezultă $l < \frac{\lambda_s}{8}$ — lungimea de undă la frecvența superioară a gamei de lucru f_s) și din aceeași figură pentru $l < \frac{\lambda_s}{8}$ rezultă un raport de undă staționară mai mic de 1,2 valoare ce poate fi compensată capacitiv foarte ușor.

Alimentarea antenelor simetrice se realizează cu tensiuni în antifază. Prin urmare între tensiunile U'_1 și U_3 trebuie să fie un defazaj de 180° .

Din ecuațiile (1), ..., (4), respectiv (7), ... (9) și relațiile (14), (17) rezultă relația :

$$\frac{U_3}{U_1} = \frac{2 - j \sin \beta l}{2 \cos \beta l + j \sin \beta l} \quad (24)$$

și respectiv relația :

$$\frac{U'_1}{U_1} = \frac{1}{\cos \beta l' + j \sin \beta l'} \quad (25)$$

Prin împărțirea relației (24) la relația (25), rezultă relația :

$$\frac{U_3}{U'_1} = \frac{(2 - j \sin \beta l)(\cos \beta l' + j \sin \beta l')}{2 \cos \beta l + j \sin \beta l} \quad (26)$$

Din relația (26) se obține defazajul φ dintre tensiunile U_3 și U'_1 :

$$\varphi = 180^\circ - \left[\arctg \left(\frac{1}{2} \sin \beta l \right) + \arctg \left(\frac{1}{2} \tan \beta l \right) \right] \quad (27)$$

Întrucît trebuie să fie 180° rezultă ecuația :

$$\beta l' = \arctg \left(\frac{1}{2} \sin \beta l \right) + \arctg \left(\frac{1}{2} \tan \beta l \right) \quad (28)$$

Din ecuația (28) cunoscînd lungimea liniei de transmisie l se determină lungimea liniei de întîrziere l' .

Pentru $l = l'$ (lungimea liniei de transmisie egală cu lungimea liniei de întîrziere) din tabelul 1 se observă că pentru $l < \frac{\lambda_s}{8}$ abaterea de la defazajul de 180° este mai mică de 1° .

Raportul puterilor P_{01} și P_{02} în cele două brațe ale antenei simetrice se calculează din relația (26) :

$$\frac{P_{02}}{P_{01}} = \frac{|U_3|^2}{|U'_1|^2} = \frac{4 + \sin^2 \beta l}{4 \cos^2 \beta l + \sin^2 \beta l} \quad (29)$$

Diagrama raportului puterilor $\frac{P_{02}}{P_{01}}$ este prezentată în figura 5. Raportul puterilor nu

Tabelul 1

l/λ	0	0,025	0,050	0,075	0,1
φ°	180	179,999658	179,989125	179,918070	179,658000

l/λ	0,125	0,150	0,175	0,2	0,225
φ°	179,963730	177,440850	174,527500	169,585000	162,294400

depinde de lungimea l' a liniei de întârziere, și se apropie de unitate cu atât mai mult cu cât lungimea liniei de transmisie este mai mică.

2. Funcționarea la joasă frecvență a transformatorului nesimetric-simetric

Descrierea funcționării transformatorului de adaptare a antenei se face pe schema electrică de joasă frecvență din figura 6.

Ecuatiile care descriu transformatorul (cuplajul asigurat de linia de transmisie și torurile de ferită $M = L$) sint :

$$(R_G + j\omega L)I_1 + 2j\omega LI_2 = V_S \quad (30)$$

$$j\omega LI_1 + 2(j\omega L + R_G)I_2 = 0. \quad (31)$$

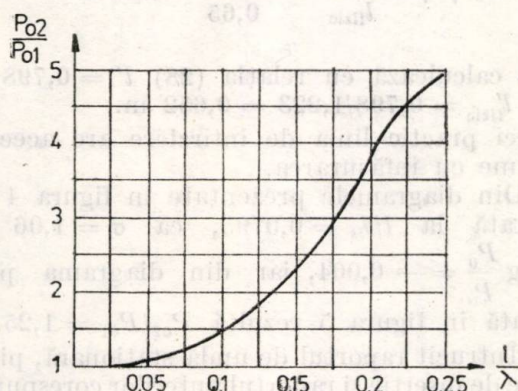


Fig. 5. Diagrama raportului puterilor in ramurile simetrice.

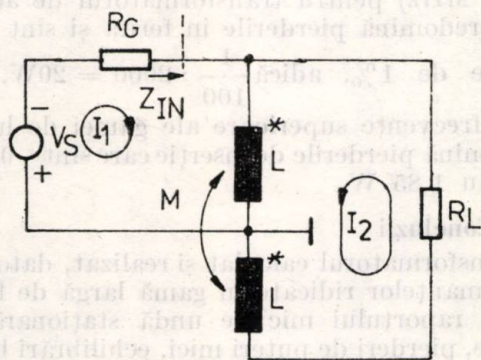


Fig. 6. Circuit echivalent la joasă frecvență pentru transformator.

Din relațiile (30), (31) pentru transformator, impedanța de intrare este :

$$Z_{IN} = \frac{j\omega L \cdot R_G}{R_G + j\omega L}. \quad (32)$$

$$\text{Pentru } \omega L \gg R_G, \quad (33)$$

impedanța de intrare este pur rezistivă :

$$Z_{IM} = R_G \quad (34)$$

În condiția (33) puterea transferată la ieșire P_o devine :

$$P_o = P_i = \frac{V_S^2}{4R_G}. \quad (35)$$

3. Proiectarea transformatorului

a. Cunoșcînd R_L , impedanța antenei simetrice se determină impedanța caracteristică Z_o pentru înfășurare și linia de întârziere cu relația (14), respectiv impedanța de generator R_G cu relația (17).

b. Relația (33) trebuie îndeplinită la frecvența de mai jos :

$$\omega L = (4 \div 10) R_G. \quad (36)$$

Din relația de mai sus se determină inductanța L .

c. Se alege tipul materialului magnetic (tor ferită) în funcție de gama frecvențelor de lucru și dimensiunile lui, ținînd seama și de pierderile admise de ferită [2, 5].

$$A \cdot l = \frac{\mu_0 \mu_r}{L} \left(\frac{V_{max}}{2\pi f_j B_{max}} \right)^2. \quad (37)$$

în care :

A — este secțiunea efectivă transversală a miezului ;

l — lungimea medie a liniei magnetice ;

μ_0 — $4\pi 10^{-7}$ H/m ;

μ_r — permeabilitatea relativă a feritei ;

L — inductanța necesară calculată anterior ;

V_{max} — tensiunea maximă corespunzătoare puterii totale P_o transferate :

$$V_{max} = \sqrt{2 P_o R_G} \quad (38)$$

B_{max} — inducția maximă ;

$$B_{max} = \frac{V_{max}}{2\pi f_j A N} \quad (39)$$

N — numărul de spire al inductanței L .

d. Se calculează numărul de spire al înfășurării cu formula :

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot l}{\mu_0 \mu_r A}}. \quad (40)$$

e. Se măsoară lungimea fizică a înfășurării determinată mai sus și se determină lungimea electrică a liniei de transmisiune experimental cu impedanțmetrul sau prin calcul :

$$l = l_{fizic} \cdot \sqrt{\epsilon_r}. \quad (41)$$

Din relația (28) la frecvența f_s se determină lungimea electrică a liniei de întârziere l' , apoi cu relația (41) se determină l_{fizic} .

f. Pentru frecvența superioară a gamei de lucru f_s se determină pierderile de inserție și raportul de undă staționară din diagramele prezentate în figura 4 și raportul puterilor din diagrama prezentată în figura 5.

g. Dacă pierderile de inserție, raportul de undă staționară și raportul puterilor sint mai mari decît cele dorite se alege un material magnetic cu permeabilitate relativă mai mare (lungimea electrică scăzînd în acest caz).

1988 MAY 2 6